Karlheinz Tröndle / Reinhold Weiß

Einführung in die Puls-Code-Modulation

Grundlagen und Anwendung

Einführung in die Nachrichtentechnik
R. OLDENBOURG MÜNCHEN WIEN

Einführung in die Nachrichtentechnik

Herausgeber: **Alfons Gottwald**

Unserem verehrten Lehrer
Herrn Professor Dr.-Ing.

Hans Marko

gewidmet.

Einführung in die Puls-Code-Modulation

Grundlagen und Anwendung

von Dr.-Ing. **Karlheinz Tröndle,**
Akademischer Rat

und Dr.-Ing. **Reinold Weiß,**
wiss. Assistent am Institut für Nachrichtentechnik
der Technischen Universität München

Mit 63 Bildern und 3 Tabellen

R. Oldenbourg Verlag München Wien 1974

© 1974 R. Oldenbourg Verlag GmbH, München

Das Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdrucks, der Funksendung, der Wiedergabe auf photomechanischem oder ähnlichem Wege sowie der Speicherung und Auswertung in Datenverarbeitungsanlagen, bleiben, auch bei nur auszugsweiser Verwertung, vorbehalten. Werden mit schriftlicher Einwilligung des Verlags einzelne Vervielfältigungsstücke für gewerbliche Zwecke hergestellt, ist an den Verlag die nach § 54 Abs. 2 UG zu zahlende Vergütung zu entrichten, über deren Höhe der Verlag Auskunft gibt.

ISBN 3-486-39601-3

Inhalt

Geleitwort 9

Vorwort 11

1. **Theorie der Pulscodemodulation** 13

1.1 Einleitung 13
1.1.1 Einteilung der Signale 13
1.1.2 Nachrichtenübertragungssysteme 16

1.2 Abtastung und Bandbegrenzung 18
1.2.1 Bandbegrenzung 18
1.2.2 Abtastung 19
1.2.3 Direkte Anwendung des Abtasttheorems zur analogen Übertragung zeitdiskreter Abtastwerte 26

1.3 Quantisierung und Amplitudenbegrenzung 30
1.3.1 Amplitudenbegrenzung 31
1.3.2 Quantisierung 33
1.3.3 Berechnung des Quantisierungsfehlers 33

1.4 Kompandierung (Kompression und Expansion) 38

1.5 Codierung 46

1.6 Signalumsetzung (Modulation) 52

1.7 Übertragungskanal 56
1.7.1 Signalregeneration und Regenerativverstärker . . . 56
1.7.2 Störungen und Störabstand 63
1.7.3 Störungen durch weißes Rauschen 69

1.8 Decodierung, Synchronisierung und Signalrückgewinnung 72

1.9 Übertragungsqualität 77

1.10 Zeitmultiplexverfahren 80

1.11 Informations- und systemtheoretische Erörterung der PCM. 86
1.11.1 Nachrichtenmenge 86
1.11.2 Banderweiterungsfaktor 91
1.11.3 Informationsfluß (Signalfluß) 91

1.12 PCM im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren 98
1.12.1 Einteilung der Modulationsverfahren 98
1.12.2 Störminderung 99
1.12.3 Verzerrungen 101
1.12.4 Bündelung und Flexibilität 103
1.12.5 Zusammenfassung 104

2. Technik der Pulscodemodulation 105

2.1 Technik der Abtastung 106

2.2 Technik der Codierung 110
2.2.1 Codes 110
2.2.2 Technischer Aufbau von Codierern 111
2.2.2.1 Der Zählcodierer 111
2.2.2.2 Der nichtlineare Wägecodierer (Bewertungscodierer) 115
2.2.2.3 Codierung mit der "Codierröhre". 123

2.3 Der Übertragungskanal 125
2.3.1 Übertragungsmedien und Signalumsetzer 126
2.3.2 Technische Lösungen der Basisbandregeneration . 130
2.3.2.1 Empfangsfilter, Gleichstromwiedergewinnung . . . 131
2.3.2.2 Amplituden- und Zeitregenerator 140
2.3.2.3 Aufbau eines PCM-Basisband-Regenerativverstärkers 144

2.4 Technik der Decodierung, Aufbau von Decodierern 149
2.4.1 Der Zähldecodierer 149
2.4.2 Der Decodierer nach Shannon 150
2.4.3 Der nichtlineare Bewertungscodierer 153

2.5 Technik der Signalrückgewinnung 155

2.6 Zeitmultiplextechnik 157

Literatur 160

Symbolverzeichnis 164

Sachregister 170

Geleitwort

Die Pulscodemodulation (Kurzzeichen: PCM) wurde von Reeves bereits im Jahre 1939 erfunden (franz. Patent 852 183). Sie hat ihre weitreichende Bedeutung aber erst in den 60er Jahren erlangt.

Dies lag daran, daß erst mit der Entwicklung elektronischer Rechenanlagen digitale Halbleiter-Bauelemente sowie integrierte Baugruppen verfügbar wurden, die eine wirtschaftliche Realisierung der relativ komplexen Schaltungen von Coder, Decoder und Regenerativverstärker ermöglichten. Seitdem befindet sich die digitale Übertragungstechnik und insbesondere die Pulscodemodulation in stetem Vordringen. Sie ersetzt heute bereits in vielen Anwendungsfällen die analoge Übertragungstechnik, wie z. B. die Trägerfrequenztechnik. Für den europäischen Bereich wurde vom CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique) 1968 das PCM-Grundsystem mit 30 Kanälen und einer Übertragungsrate von 2,048 Mbit/s standardisiert. Damit wurde der Beginn einer Entwicklung eingeleitet, die, ähnlich wie seinerzeit die Trägerfrequenztechnik, zu immer höheren Kanalkonzentrationen (Hierarchiestufen) führen wird. Bereits heute existieren Versuchssysteme von einigen hundert Mbit/s Übertragungsgeschwindigkeit, die zeigen, daß eine wirtschaftliche Realisierung digitaler Weitverkehrssysteme möglich ist. Das Endziel ist das voll digitale Netz, bei dem im Zeitmultiplexverfahren sowohl übertragen als auch vermittelt wird. Hierbei können verschiedene Nachrichtenarten wie Sprache, Bildinformation und Daten in einfacher Weise kombiniert und gemeinsam behandelt werden. Bis dahin ist noch ein langer Weg. Jedoch zeigt das Beispiel von Japan, wo die digitale Übertragungstechnik schon sehr weit entwickelt ist und die Zahl der jährlich produzierten digitalen Kanäle

bereits die der analogen zu übersteigen beginnt, welch wirtschaftliche Bedeutung dieser neuen Technik zukommt.

Es ist daher notwendig, daß in den technischen Schulen, den Fachhochschulen und den technischen Universitäten die Pulscodemodulation in den normalen Lehrstoff für Nachrichtentechniker mit eingebaut wird. Eine Einführung in dieses Gebiet zu vermitteln ist der Zweck dieses Buches. Im ersten Teil werden die theoretischen Grundlagen behandelt, und es werden die wichtigsten Systemparameter wie Bandbreite und Störabstand diskutiert. Hierbei werden vereinfachende Annahmen gemacht und komplizierte Rechnungen vermieden.

Der zweite Teil bringt die Prinzipschaltungen und deren wichtigste Varianten für Abtastung, Codierung, Decodierung und Übertragung. Hierbei führt die Darstellung auf eine Realisierung mit modernen Halbleiterbausteinen hin. Beide Teile vermitteln einen gut fundierten und auf dem heutigen Stand der Technik basierenden Überblick über das Gebiet.

So wird dieses Buch für jeden, der die Pulscodemodulation nach Theorie und Praxis kennenlernen will, ein wertvoller Wegweiser sein.

München, den 27. 5. 1974 (Prof. Dr. -Ing. H. Marko)

Vorwort

Modulationsverfahren spielen in der Nachrichtentechnik eine bedeutsame Rolle, da sie überall dort angewendet werden, wo die Signale der Nachrichtenquelle nicht direkt übertragen werden können. Es ist deshalb ihre Aufgabe, die Signale gleicher oder verschiedener Nachrichtenquellen so umzuformen, daß sie bei niedrigem Störeinfluß und geringem Aufwand gemeinsam über einen Nachrichtenkanal übertragen werden können.

Der planende Ingenieur steht dabei vor dem Problem, zwischen den sich z.T. widersprechenden Forderungen und den vielen verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten einen Kompromiß zu finden, der für seine spezielle Aufgabenstellung optimal ist.

Die Pulscodemodulation - mit ihren vielen verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten - ist eine der prinzipiellen Methoden zur Lösung dieser Aufgaben.

Dieses Buch soll deshalb den Ingenieur der Nachrichtentechnik mit ihren Methoden, Eigenschaften und technischen Realisierungsformen bekannt machen und behandelt dazu in zwei Kapiteln ihre Theorie und praktische Realisierung.

Kapitel 1 ist absichtlich von mathematischem Aufwand freigehalten und soll den Leser möglichst anschaulich mit den der PCM zugrundeliegenden theoretischen Prinzipien vertraut machen. Die Behandlung des Systems folgt dabei dem Signalfluß von der Quelle bis zur Senke, wobei jeder charakteristischen und abgegrenzten

Funktionseinheit auf der Sendeseite ein getrennter Abschnitt gewidmet wurde (siehe Abschnitt 1.2 bis 1.7 und Blockschaltbild 2b). Da sich die prinzipiellen Signalumwandlungen der Sendeseite auf der Empfangsseite in umgekehrter Richtung noch einmal wiederholen, wurden im Abschnitt 1.8: Decodierung, Synchronisierung und Signalrückgewinnung nur die Besonderheiten des PCM-Empfängers zusammengefaßt. In den Abschnitten 1.9: Übertragungsqualität; 1.10: Zeitmultiplexverfahren; 1.11: Informations- und systemtheoretische Erörterung der PCM und 1.12: PCM im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren wird das System jeweils als Ganzes behandelt.

Kapitel 2 zeigt - ebenfalls dem Signalfluß folgend - einige grundsätzliche Verfahren zur Realisierung eines PCM-Systems. Aus der großen Zahl von möglichen Realisierungsformen wurden vereinfachte Beispiele ausgewählt, die entweder von besonderem didaktischem Wert oder technisch besonders aktuell sind.

Bei der gebotenen Kürze der Darstellung wurde versucht, einen großen Teil der Information in Form von Abbildungen zu vermitteln; so wird beispielsweise die Wirkungsweise der komplexeren Schaltungen anhand detaillierter Signalfunktionen erläutert.

Karlheinz Tröndle
Reinhold Weiß

1. Theorie der Pulscodemodulation

1.1 *Einleitung*

Eine wichtige Aufgabe der Nachrichtentechnik ist die Übertragung von Signalen von einem Sende- zu einem Empfangsort. Ein Signal oder eine Signalfunktion ist die Darstellung einer Nachricht durch eine oder mehrere physikalische Größen. Eine besonders wichtige Gruppe von Signalen, mit deren Übertragung sich dieses Buch beschäftigt, sind die Zeitfunktionen. Für die Übertragung solcher Signale - insbesondere über größere Entfernungen - werden fast ausschließlich elektrische Signale, wie Spannungen u(t), Ströme i(t) oder Feldstärken, verwendet. Sind die ursprünglichen Signale nichtelektrischer Art, werden sie in elektrische Signale oder Zeitfunktionen umgewandelt.

1.1.1 Einteilung der Signale

Die Signale können sowohl bezüglich ihres Wertes, z.B. der Amplitude, als auch bezüglich der Zeit kontinuierlich oder diskret sein. Dementsprechend gibt es vier grundsätzlich verschiedene Signalarten oder Signalfunktionen (siehe Bild 1).

Amplitudenkontinuierliche - zeitkontinuierliche Signale

Die Signale dieser Gruppe haben einen kontinuierlichen Amplitudenverlauf (Bild 1). Die Signalfunktion u(t) kann zu beliebigen Zeiten

beliebige Amplitudenwerte annehmen. Man bezeichnet diese Signalfunktionen auch als Analogsignale. Ein Beispiel für ein Analogsignal aus der Übertragungstechnik ist die Amplitudenmodulation (AM) bei der die Amplitude einer Trägerschwingung mit einem niederfrequenten Signal moduliert wird (gestrichelte Hüllkurve in Bild 1).

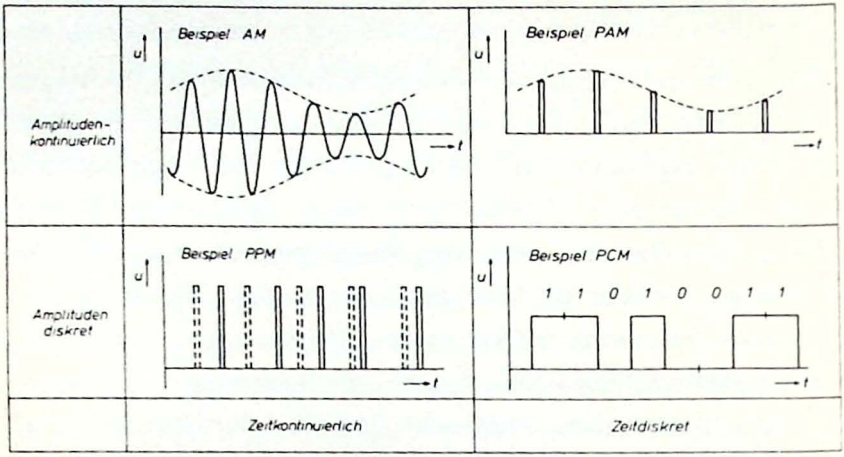


Bild 1: Klassifizierung von Signalen, dargestellt am Beispiel der Amplitudenmodulation AM, der Pulsamplitudenmodulation PAM, der Pulsphasenmodulation PPM, und der Pulscodemodulation PCM

Amplitudenkontinuierliche - zeitdiskrete Signale

Bei einem zeitdiskreten Signal ändert sich die Amplitude nur zu bestimmten Zeitpunkten. Die Signalfunktion u(t) nimmt zwar beliebige Werte an, bleibt jedoch zwischen zwei Sprungstellen konstant.

Ein in der Übertragungstechnik auftretendes Signal dieser Art ist das in Bild 1 gezeigte pulsamplitudenmodulierte Signal (PAM). Es entsteht, wenn man einem Analogsignal (gestrichelte Hüllkurve) in bestimmten Abständen Amplitudenproben entnimmt.

Amplitudendiskrete - zeitkontinuierliche Signale

Die Amplitude eines solchen Signals kann nur diskrete Werte, d.h. eine bestimmte Zahl von Stufen annehmen. Die Zeitpunkte, zu denen sich die Amplitude ändert, sind dagegen beliebig.

Ein Beispiel aus der Übertragungstechnik stellt die Pulsphasenmodulation (PPM) dar. Bei diesem Verfahren wird die Amplitude eines Analogsignals durch die zeitliche Lage (Phase) eines amplitudendiskreten Signals bezüglich einer Referenzphase dargestellt. Die Referenzphase ist in Bild 1 gestrichelt eingezeichnet.

Amplitudendiskrete - zeitdiskrete Signale

Diese Art von Signalen nennt man digitale Signale. Ihre Amplitude ändert sich nur zu bestimmten Zeitpunkten und kann nur eine bestimmte Zahl von Stufen oder Werten annehmen.

Signale, die nur zwei verschiedene Amplitudenwerte annehmen, bezeichnet man als Binärsignale, dreistufige als Ternärsignale, vierstufige als Quaternärsignale usw.

Digitale Signale kommen z.B. bei der Pulscodemodulation (PCM) vor oder treten als Ausgangssignale von Rechenanlagen und als Telegraphiesignale auf (siehe Bild 1).

Ein zeitdiskretes, periodisches Signal mit konstanter Amplitude bezeichnet man - in Anlehnung an den menschlichen Puls - als (unmodulierten) Puls. Im Gegensatz dazu ist ein Impuls ein einmaliges zeitdiskretes Signal, dessen Amplitude nur für beschränkte Zeit merklich von Null abweicht.

1.1.2 Nachrichtenübertragungssysteme

Die Aufgabe eines Übertragungssystems besteht darin, Signale möglichst originalgetreu zu übertragen. Veränderungen der Signale auf dem Übertragungsweg charakterisiert man durch die Übertragungsverzerrungen und Störungen, die zwangsläufig auf jedem Übertragungskanal auftreten.

Ein Modell eines Nachrichtenübertragungssystems mit den wichtigsten Funktionseinheiten zeigt Bild 2a.

Nachrichtenquellen sind z.B. der Mensch, Datenverarbeitungsanlagen oder Meßgeräte. In vielen Fällen sind die Signale dieser Quellen nichtelektrischer Art, wie z.B. Druckschwankungen der Luft oder der Schwärzungsgrad eines Films. Vor der Übertragung werden solche Signale deshalb durch einen Signalwandler in elektrische Nachrichtensignale u_N umgewandelt.

Die Aufgabe des Senders besteht dann darin, diese elektrischen Signale so umzuformen, daß sie möglichst ohne Verfälschung über den Übertragungskanal gelangen, d.h. er muß die Signale an den jeweiligen Übertragungskanal anpassen. Der Empfänger soll anschließend das zum Teil gestörte Empfangssignal möglichst fehlerfrei wieder in das ursprüngliche "Nachrichtensignal" zurückwandeln. Der Signalrückwandler schließlich hat die Aufgabe, das elektrische Nachrichtensignal in die Form umzuwandeln, die der Empfänger der Nachricht (Nachrichtensenke) wünscht.

Nach Art der Ausbildung von Sender, Empfänger und Übertragungskanal unterscheidet man die einzelnen Übertragungsverfahren. Die Pulscodemodulation ist eine von vielen Methoden für die Übertragung von Analogsignalen. Sie beruht auf der modulierten Übertragung der Analogsignale in Form von codierten, digitalen Impulsen.

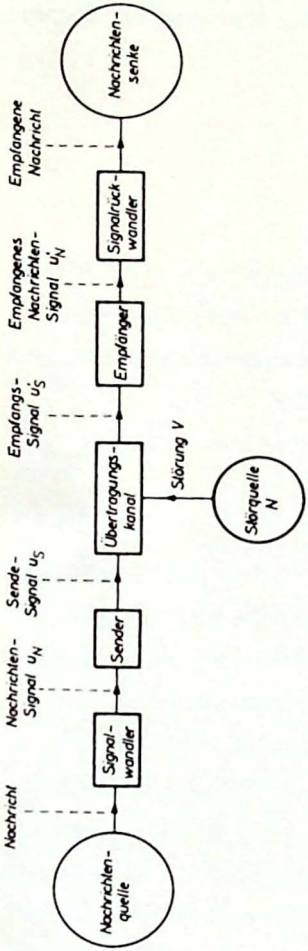


Bild 2a: Grundsätzlicher Aufbau eines Nachrichtenübertragungssystems

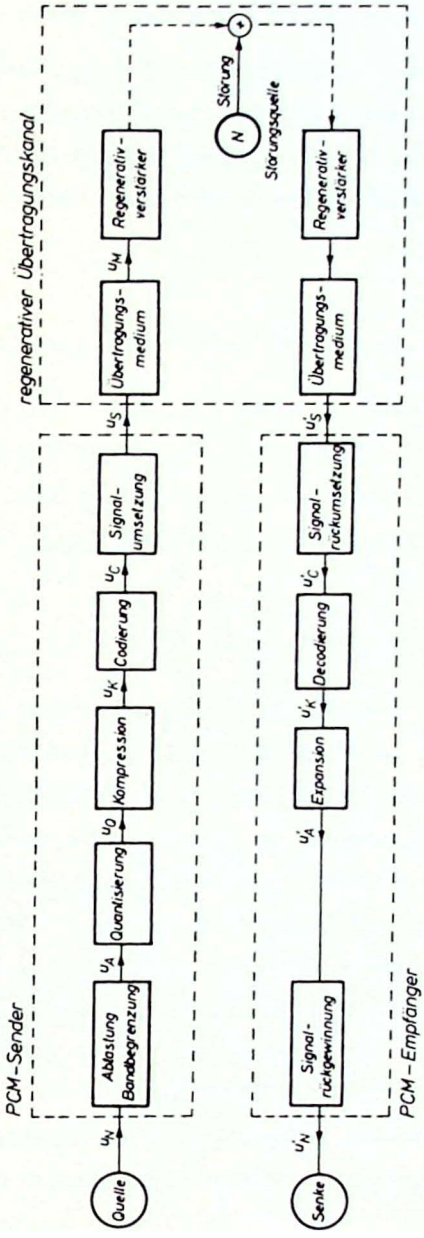


Bild 2b: Blockschaltbild eines PCM-Übertragungssystems

Da eine Folge von Impulsen Puls genannt wird, erklärt sich auch der Name dieses Verfahrens: "Pulscodemodulation" oder kurz PCM.

Um dem Leser die Orientierung zu erleichtern, werden auf Bild 2b die wesentlichen Funktionseinheiten eines PCM-Systems in einem Blockschema dargestellt und die Symbole für die Signale, die zwischen den Blöcken auftreten, angegeben.

1.2 *Abtastung und Bandbegrenzung*

In diesem Abschnitt wird die erste charakteristische Einheit eines PCM-Systems gemäß Blockschaltbild 2b behandelt. Zunächst folgen jedoch einige Bemerkungen über das zu übertragende Nachrichtensignal bzw. seine Aufbereitung.

1.2.1 Bandbegrenzung

Soll ein Signal Information übertragen, so darf es nicht periodisch sein, was bedeutet, daß sein Spektrum abhängig von der Frequenz eine kontinuierliche Funktion darstellt. Der Betrag des Amplituden-Spektrums und damit auch seine Energie nimmt aber oberhalb einer bestimmten Frequenz ab und nähert sich allmählich Null, wie das die gestrichelte Kurve von Bild 3a zeigt. Soll ein solches Signal weitgehend verzerrungsfrei übertragen werden, so wäre, gemessen am Frequenzband mit der wesentlichen Energie, eine relativ große Bandbreite erforderlich. In den meisten Fällen sind die Anforderungen, die an die Übertragung gestellt werden, aber weniger streng, so daß ein Teilstück des Signalspektrums, das nur noch geringe Energie enthält, mit Hilfe eines geeigneten Filters unterdrückt werden darf.

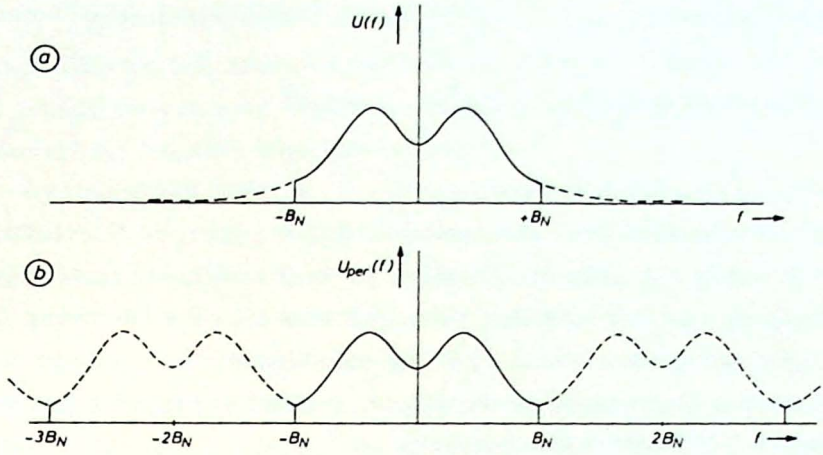


Bild 3: a) Spektrum eines ideal bandbegrenzten Nachrichtensignales; b) Periodische Fortsetzung eines ideal bandbegrenzten Spektrums

Für die Einsparung an Bandbreite muß allerdings eine geringe Verzerrung des Empfangssignals (Bandbegrenzungsfehler) in Kauf genommen werden. Bei Sprachsignalen wirkt sich beispielsweise eine Bandbegrenzung auf 3, 4 kHz kaum auf die Verständlichkeit der Sprache aus. Die subjektiven Merkmale des Sprechers werden durch die Bandbegrenzung allerdings erheblich verändert.

1.2.2 Abtastung

Im folgenden wollen wir uns mit der Darstellung und Interpolation von Signalen befassen. Um das Verständnis für den dargebotenen Stoff zu erleichtern, soll zunächst an einigen vergleichbaren und dem Leser bekannten Beispielen der grundsätzliche Sachverhalt erläutert werden.

Polynom

Für die exakte analytische Beschreibung eines Polynoms n-ter Ordnung benötigt man mindestens n+1 Kurvenpunkte. Setzt man

diese Punkte $(t_o; u_o) \ldots (t_n; u_n)$ in die Polynomgleichung

$$(1) \qquad u(t) = a_o + a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_n t^n$$

ein, so sind die Konstanten a_o, $a_1 \ldots$, a_n über Interpolationsformeln bestimmbar. Das bedeutet, daß der gesamte Kurvenverlauf durch n+1 bekannte Funktionswerte (Probensatz) eindeutig festgelegt ist und beliebige Zwischenwerte über die Gleichung (1) berechnet werden können. Für die vollständige Beschreibung des gesamten Kurvenverlaufs benötigt man also nur einen Probensatz von n+1 beliebigen Kurvenwerten.

Sinusfunktion

Sinusfunktionen besitzen zwar eine andere mathematische Struktur als Polynome, sind aber ungeachtet dieses Unterschiedes ebenfalls durch einen Probensatz von Kurvenpunkten oder Abtastwerten darstellbar. Die Gleichung einer Sinusfunktion lautet:

$$(2) \qquad u(t) = A_o \cdot \sin(2\pi \frac{t}{T_o} + \varphi_o)$$

Dabei bedeuten T_o die Periodendauer des Signals, A_o die Amplitude und φ_o die Anfangsphase. Setzt man Wertepaare $(u_1; t_1)$, $(u_2; t_2)$, $(u_3; t_3)$ in die Gl. (2) ein, so ergeben sich drei Bestimmungsgleichungen für T_o, A_o, φ_o. Sind diese Konstanten bekannt, so ist der gesamte Signalverlauf u(t) berechenbar. Für die Bestimmung der Konstanten (T_o, A_o, φ_o) genügt also ein Probensatz von drei Abtastwerten.

Periodische, bandbegrenzte Funktionen

Nach Fourier läßt sich eine periodische Funktion u(t) der Periode T_o durch eine Summe von Sinus- und Cosinusfunktionen darstellen, was auf die folgende komplexe Form führt:

$$(3) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} c_\nu e^{j2\pi\nu\frac{t}{T_o}}$$

Ist die periodische Funktion außerdem bandbegrenzt, so ist die Anzahl m ($m = \nu_{max} - \nu_{min}$) der Summanden endlich. Die Parameter (T_o, c_ν) dieser Sinus- und Cosinusfunktionen lassen sich analog zum vorangegangenen Beispiel aus einer Menge von m+1 Abtastwerten bestimmen.

Aus diesen ihrer Art nach sehr verschiedenen Beispielen ist zu ersehen, daß eine Funktion, deren "mathematische Struktur" bekannt ist, durch eine Anzahl von Abtastwerten vollständig, einschließlich aller Zwischenwerte, beschrieben werden kann.

Im Gegensatz zu den Beispielen 1 und 2 handelt es sich im letzten Beispiel um eine Klasse von Funktionen (periodische und bandbegrenzte Funktionen), die durch eine Fourierreihe darstellbar sind. Gibt man die Forderung der Periodizität auch noch auf, so erhält man eine erweiterte Klasse, nämlich die bandbegrenzten Funktionen (siehe Abschnitt 1.2.1).

Nichtperiodische, bandbegrenzte Funktionen

Auch die Zeitfunktionen dieser Klasse kann man, wie die folgende Ableitung zeigen wird, durch eine Anzahl diskreter Abtastwer-

te beschreiben, wenn sie durch ein Filter der Bandbreite B_N ideal bandbegrenzt sind.

Die zu dem komplexen Spektrum nach Bild 3a gehörige Zeitfunktion erhält man über die Fouriertransformation:

$$(4) \qquad u(t) = \int_{-B_N}^{+B_N} U(f)\, e^{j2\pi ft}\, df$$

Da das Spektrum U(f) außerhalb der Bandgrenzen $\pm B_N$ Null sein soll, kann es über die Frequenzachse periodisch fortgesetzt werden. Die so entstandene periodische Funktion $U_{per}(f)$ (siehe Bild 3b) kann man aber, wie jede andere periodische Funktion, die die Bedingungen für eine Fourierzerlegung erfüllt, durch eine Fourierreihe darstellen:

$$(5) \qquad U_{per}(f) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} c_\nu e^{-j\nu \frac{2\pi}{2B_N} \cdot f}$$

Diese Beziehung erhält man in Analogie zu Gl. (3), wenn die Variable t durch f, die Periodendauer T_o durch $2B_N$ und ν durch $-\nu$ ersetzt wird.

Innerhalb der Bandgrenzen $\pm B_N$ stimmt das periodische Spektrum $U_{per}(f)$ mit dem bandbegrenzten Spektrum U(f) überein, so daß in Gl. (4) U(f) durch $U_{per}(f)$ ersetzt werden kann, ohne daß sich dadurch am Ergebnis etwas verändert:

$$(6) \quad u(t) = \int_{-B_N}^{+B_N} U_{per}(f)\, e^{j2\pi ft} df = \int_{-B_N}^{+B_N} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} c_\nu e^{-j\nu \frac{2\pi}{2B_N} \cdot f} \cdot e^{j2\pi ft} df$$

Vertauscht man Integration und Summation, so erhält man:

$$(6) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} \frac{c_\nu}{2\pi} \int_{-B_N}^{+B_N} e^{j\omega(t - \frac{\nu}{2B_N})} d\omega$$

Wenn man beachtet, daß die diskreten Werte c_ν durch die diskreten Amplituden der Zeitfunktion ersetzt werden können ($u(\frac{\nu}{2B_N}) = c_\nu \cdot 2B_N$), so führt die Berechnung des Integrals nach Gl. (6) auf die Beziehung:

$$(7) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} u(\frac{\nu}{2B_N}) \cdot \frac{\sin[\pi(2B_N t-\nu)]}{\pi(2B_N t-\nu)}$$

Damit wird deutlich, daß die bandbegrenzte Zeitfunktion u(t) eindeutig durch die diskreten Werte (Abtastwerte) $u(\frac{\nu}{2B_N})=u(\nu T_A)$ darstellbar ist. Dabei muß für den zeitlichen Abstand T_A zweier aufeinanderfolgender Abtastwerte gelten:

$$(8) \qquad T_A \leq \frac{1}{2B_N}$$

Daß T_A auch kleiner als $1/2\ B_N$ sein darf, wird deutlich, wenn man beachtet, daß das bandbegrenzte Spektrum auch bei einer Frequenz $|f| > B_N$ periodisch hätte fortgesetzt werden können, ohne daß sich dabei am Ergebnis etwas geändert hätte.

Für Gl. (7) läßt sich nun mit Hilfe der si-Funktion ($si(x) = \frac{\sin(x)}{x}$) und dem zeitlichen Abstand T_A zweier Abtastwerte vereinfacht schreiben:

$$(9) \qquad u(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} u(\nu T_A) \cdot si\left[\pi\left(\frac{t}{T_A} - \nu\right)\right]$$

Bild 4 zeigt zwei si(t)-Funktionen mit den Maximalamplituden U_1 und U_2, die um $3T_A$ gegeneinander verschoben sind. Zum Zeitpunkt $t = 3T_A$, an dem die Maximalamplitude U_1 auftritt, ist der Funktionswert der zweiten si-Funktion mit der Maximalamplitude U_2 Null. Da auch alle übrigen si-Funktionen, die nach Gl. (9) noch auftreten könnten, an dieser Stelle Null sind, wird der Funktionswert u(t) an der Stelle $3T_A$ ausschließlich durch die Maximalamplitude U_1 bestimmt. Dasselbe gilt für den Funktionswert bei $t = 6T_A$ und alle übrigen Funktionswerte, für die t ein ganzzahliges Vielfaches von T_A ist.

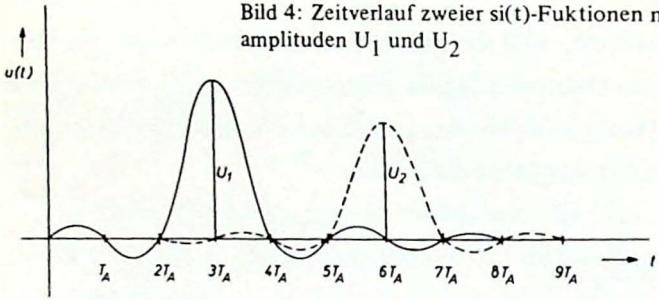


Bild 4: Zeitverlauf zweier si(t)-Fuktionen mit den Maximalamplituden U_1 und U_2

Der Inhalt der Gl. (9) wird durch das folgende Abtasttheorem in Worten ausgedrückt:

> Eine bandbegrenzte Signalfunktion, deren Spektrum U(f) für alle Frequenzen $f \geqslant B_N$ Null ist, wird durch ihre diskreten Abtastwerte im Abstand $T_A \leqslant 1/2\ B_N$ exakt bestimmt.

Die Abtastfrequenz muß demnach größer oder gleich der doppelten Bandbreite sein:

(10) $$f_A = \frac{1}{T_A} \geqslant 2\ B_N$$

Die Forderung, daß der zeitliche Abstand zweier aufeinanderfolgender Abtastwerte kleiner sein soll als der Reziprokwert der doppelten Bandbreite, soll nun an einem Beispiel veranschaulicht werden (siehe Bild 5).

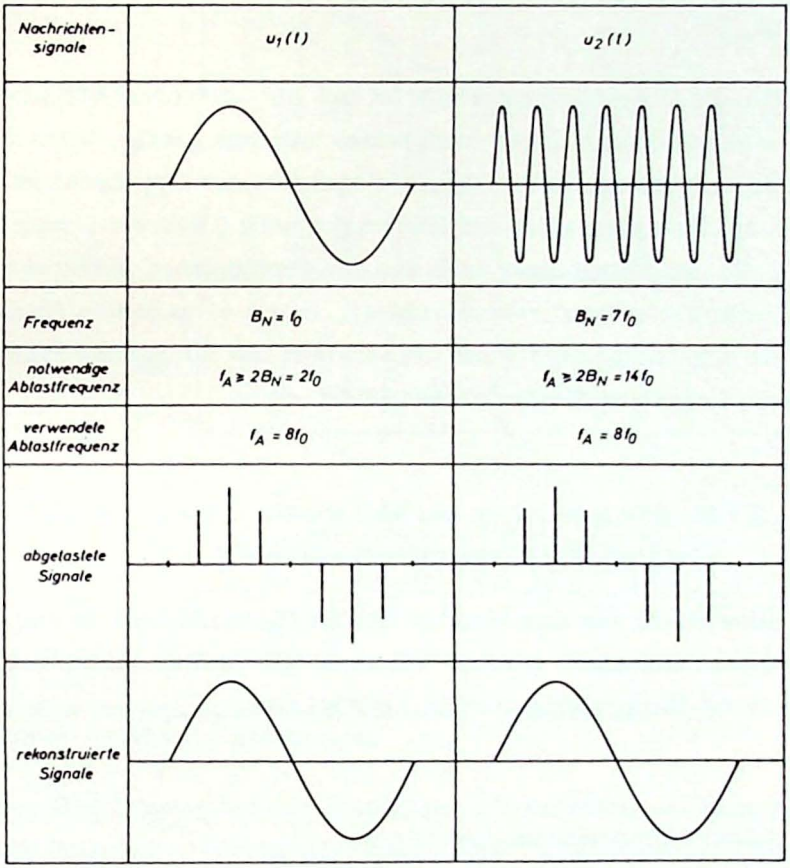


Bild 5: Zum Zusammenhang zwischen Bandbreite B_N und Abtastfrequenz f_A beim Abtasttheorem

Zwei Sinussignale u_1 und u_2 mit den Frequenzen f_o und $7f_o$ sollen mit derselben Abtastfrequenz $f_A = 8f_o$ abgetastet werden. In beiden Fällen erscheint am Ausgang des Abtasters dieselbe Impulsfolge. Aber nur das Signal u_1 wird richtig rekonstruiert, da hier die Bedingung des Abtasttheorems erfüllt ist: $f_A = 8f_o > 2f_o = 2B_N$. Das nach Gl. (9) rekonstruierte Signal u_2 stimmt dagegen nicht mehr mit dem ursprünglichen Signal überein, weil in diesem Fall die Bedingung des Abtasttheorems nicht erfüllt ist: $f_A = 8f_o < 14f_o = 2B_N$.

Für die Übertragungstechnik ist das Abtasttheorem von fundamentaler Bedeutung, da es nach seiner Aussage genügt, wenn von einem bandbegrenzten Signal in äquidistanten Zeitabständen T_A die Amplitude abgetastet und übertragen wird (Diskretisierung in der Zeit). Der Empfänger kann aus den empfangenen Abtastwerten das Nachrichtensignal rekonstruieren, indem er zu jedem Abtastwert die zugehörige si(t)-Funktion herstellt und die Summe über alle empfangenen si(t)-Funktionen bildet.

1.2.3 Direkte Anwendung des Abtasttheorems zur analogen Übertragung zeitdiskreter Abtastwerte

Abweichend von dem Konzept des Blockschaltbildes 2b soll zunächst einmal diskutiert werden, welche Möglichkeiten das Abtasttheorem für die Übertragungstechnik eröffnet hat.

Pulsamplitudenmodulation (PAM)

Ein erstes naheliegendes Verfahren für die Übertragung der Abtastwerte besteht darin, die Amplituden u_{PAM} einer Impulsfolge so

groß zu machen wie die Amplituden der Abtastwerte u_A. Bild 6b zeigt ein auf diese Weise pulsamplitudenmoduliertes Signal u_{PAM}, für das gilt:

(11) $$u_{PAM} = u_A$$

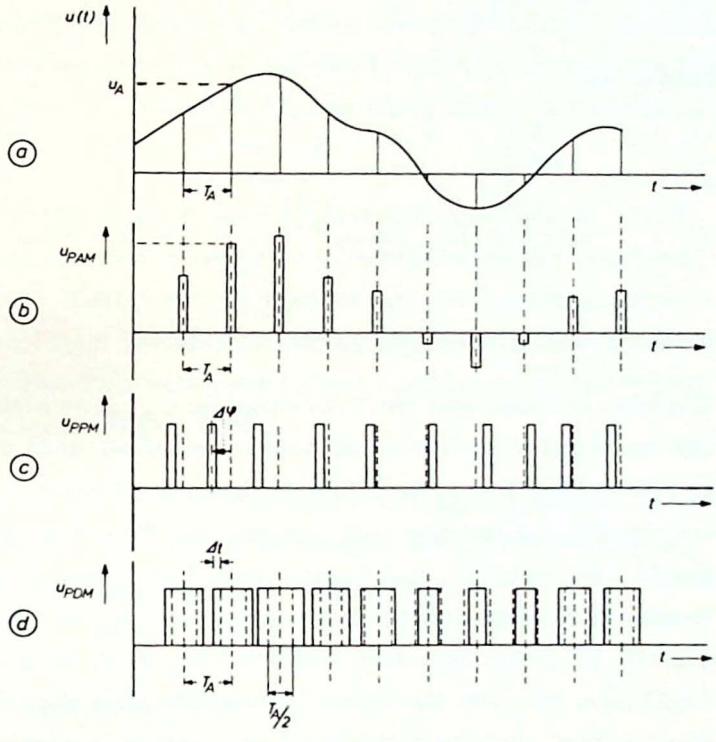


Bild 6: Analoge Übertragungsverfahren der Abtastwerte, a) Abgetastetes Signal; b) PAM-Signal; c) PPM-Signal; d) PDM-Signal

Nach der Übertragung hat der Empfänger die Aufgabe, aus dem modulierten Puls das ursprüngliche Analogsignal wiederherzustellen (Signalrückgewinnung). Aus der Systemtheorie ist bekannt, daß am Ausgang eines Filters mit einer idealen Rechteck-Tiefpaß-Charakte-

ristik G(f) (auch Küpfmüller-Tiefpaß genannt) ein si(t)-Impuls erscheint, wenn an den Eingang ein unendlich steiler, kurzer Impuls $\delta(t)$ (Diracstoß) angelegt wird. Bild 7 veranschaulicht diesen Zusammenhang. Wenn der Tiefpaß die Bandbreite B_K besitzt, liegen die Nulldurchgänge des si(t)-Impulses um die Zeitspanne

$$\Delta T = \frac{1}{2B_K} \tag{12}$$

auseinander.

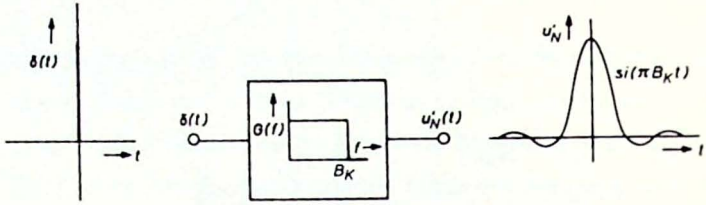


Bild 7: Übertragungsverhalten des Rechtecktiefpasses

Wird die Impulsbreite der PAM-Impulse u_{PAM} so klein gewählt, daß sie durch einen Diracstoß annäherbar sind, kann das modulierte PAM-Signal u_{PAM} nach Bild 6b durch ein solches Rechteckfilter demoduliert werden. Am Ausgang des Filters entsteht dann, wie das Gl. (9) verlangt, eine Folge von sich überlagernden si(t)-Funktionen. Wählt man außerdem die Bandbreite B_K so, daß die Zeitspanne ΔT gleich dem Abtastintervall T_A wird, so gehen die si(t)-Funktionen genau in die Interpolationsfunktionen nach Gl. (9) über.+) Daraus folgt, daß das Filterausgangssignal u'_N - abgesehen von einem konstanten Faktor - mit dem zu übertragenden Analogsignal

+) Die Amplituden der si(t)-Funktionen am Ausgang des Filters sind allerdings stark gedämpft, da ein wesentlicher Energieanteil der steilen Impulse oberhalb der Grenzfrequenz B_K liegt und somit keinen Beitrag zur Entstehung der si(t)-Funktionen liefert.

u_N übereinstimmt. Es ist somit gelungen, empfangsseitig aus der PAM-Folge das Nachrichtensignal $u_N(t)$ wiederherzustellen.

Dieses Ergebnis beinhaltet noch eine andere wichtige Aussage. Betrachtet man das gefilterte Ausgangssignal zu den diskreten Abtastzeitpunkten ($t = \nu T_A$; $\nu = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$), so wird deutlich, daß die Signalamplitude dieser Zeitpunkte jeweils nur von der Maximalamplitude einer einzigen si(t)-Funktion bestimmt wird, da alle anderen si(t)-Funktionen hier eine Nullstelle besitzen. Aus dieser Tatsache kann man den folgenden Satz ableiten, der in der Literatur als I. Nyquist-Kriterium bekannt ist:

> Wird ein modulierter Puls der Folgefrequenz $f_A = 1/T_A$ über ein ideales Rechteck-Tiefpaßsystem der Bandbreite B_K übertragen, so sind die Impulsamplituden am Ausgang exakt wiederherstellbar, wenn die Grenzfrequenz B_K des Tiefpasses der halben Folgefrequenz des Pulses entspricht ($B_K = f_A/2$).

Dieser Satz ist von großer Wichtigkeit für die Übertragung von digitalen Signalen. Wir werden ihn demzufolge für die Behandlung des Übertragungskanals (Kap. 1.7) benötigen.

Pulsphasenmodulation (PPM)

Ein zweites Verfahren für die Übertragung der Abtastwerte verändert die zeitliche Lage (Phase) eines Pulses, wobei die Phasenabweichung proportional zur Größe der Abtastwerte gemacht wird (Bild 6c).

(13) $$\Delta\varphi = K_1 \cdot u_A$$

Pulsdauermodulation (PDM)

Eine dritte Möglichkeit ist die Modulation der Impulsdauer. Dabei wird die Breite eines Pulses proportional zur Amplitude der Abtastwerte verändert (siehe Bild 6d).

(14) $\Delta t = K_2 \cdot u_A$

Im unmodulierten Zustand beträgt die Pulsdauer $T_A/2$.
Der Empfänger verwandelt in der Regel die pulsphasen- oder pulsdauermodulierten Signale wieder zurück in eine pulsamplitudenmodulierte Form, aus der dann das ursprüngliche Nachrichtensignal zurückgewonnen wird.

1.3 *Quantisierung und Amplitudenbegrenzung*

Prinzipiell ist es nicht möglich, die Amplituden der Abtastwerte exakt zu übertragen, da bei realen Übertragungskanälen immer Störungen oder Verzerrungen auftreten und Veränderungen der Impulsamplituden, der zeitlichen Lage oder der Dauer der Impulse verursachen. Man kann jedoch den Einfluß der Störungen verringern bzw. bestimmte Störkomponenten eliminieren, wenn man die zeitdiskreten, aber in der Amplitude kontinuierlichen Abtastwerte quantisiert und dann in geeigneter Weise überträgt.

Dabei werden alle Abtastwerte, die innerhalb eines Amplitudenintervalls ΔU liegen, einem einzigen Amplitudenwert zugeordnet, so daß bei der Übertragung nur noch eine endliche Anzahl verschiedener Amplitudenwerte, die sogenannten quantisierten Abtastwerte, auftreten. Die Zuordnung zwischen den kontinuierlichen und

den quantisierten Abtastwerten muß eindeutig sein und so vorgenommen werden, daß der entstehende Amplitudenfehler (Quantisierungsfehler)durch geeignete Wahl der Quantisierungsintervalle möglichst klein wird.

Die quantisierten Abtastwerte bilden, aus nachrichtentechnischer Sicht, die Symbole eines endlichen Alphabetes. Unter Alphabet versteht man dabei die Menge aller Symbole, die auftreten dürfen. Bekannte Alphabete sind z.B. das lateinische Alphabet mit seinen 26 Symbolen (Buchstaben) oder das Morsealphabet, das aus den drei Symbolen "kurz", "lang" und "Pause" besteht. Da die Übertragung eines solchen endlichen Nachrichtenalphabetes eine klassische Aufgabe der Theorie der Informations- und Nachrichtenübertragung ist, werden bei der folgenden Behandlung von PCM, was die Prinzipien betrifft, viele Parallelen zur Telegraphie auftreten.

Zunächst soll aber gezeigt werden, welche Schritte und Maßnahmen die Quantisierung der Abtastwerte erfordert.

1.3.1 Amplitudenbegrenzung

In vielen Anwendungsfällen ist der Signalbereich exakt begrenzt, etwa bei der Messung und Übertragung eines Füllstandes, wo die Signalamplitude u_N proportional zur Füllhöhe eines Behälters ist. Da der Behälter im Extremfall nur leer oder voll sein kann, tritt nie eine Signalamplitude u_N auf, die unterhalb der Grenzamplitude U_1 (Zustand "leer") bzw. oberhalb der Grenzamplitude U_2 (Zustand "voll") liegt.

Die Größe des Signalbereichs wird hier durch die Beziehung

$$U_o = U_2 - U_1 \tag{15}$$

festgelegt. In diesem Fall kann der gegebene Signalbereich unmittelbar als Quantisierungsbereich verwendet werden.

Es gibt aber auch Anwendungen, bei denen der Signalbereich nicht eindeutig durch Grenzamplituden markiert werden kann, z.B. bei der Übertragung von Sprache oder Musik. Da für die Quantisierung jedoch ein abgegrenzter Amplitudenbereich benötigt wird (Quantisierungsbereich), müssen in diesen Fällen die Grenzamplituden U_1 und U_2 nach anderen Gesichtspunkten festgelegt werden. Im allgemeinen wählt man die Grenzamplituden so, daß im zeitlichen Amplitudenverlauf nur selten Werte auftreten, die die Grenzamplitude U_2 über- bzw. die Grenzamplitude U_1 unterschreiten.

Tritt ein Abtastwert auf, der den Quantisierungsbereich U_o überschreitet, so wird seine Amplitude auf U_1 bzw. U_2 begrenzt (Bild 8 Durch diese Einengung des Signalamplitudenbereichs auf den Quantisierungsbereich U_o entsteht ein systembedingter Fehler, der sogenannte Amplitudenbegrenzungsfehler.

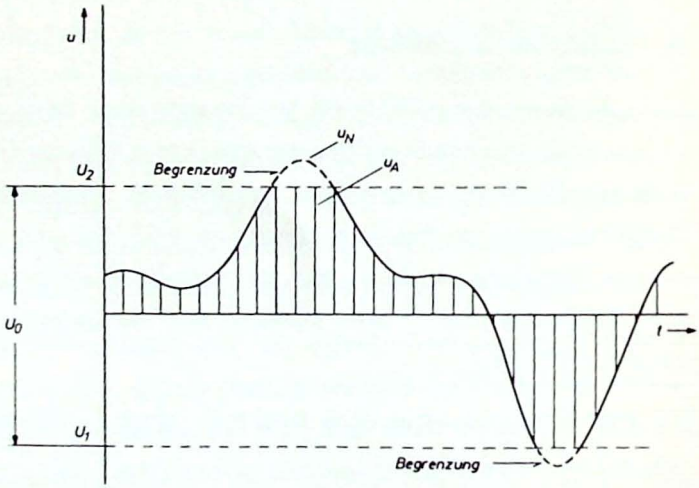


Bild 8: Amplitudenbegrenzung eines Abtastsignals u_A

Anmerkung: Eine Amplitudenbegrenzung ist nicht nur bei PCM notwendig, sondern auch bei anderen Modulationsverfahren, bei denen z.B. eine zu große Momentanamplitude die Modulationseinrichtungen übersteuern kann.

1.3.2 Quantisierung

Für die Quantisierung wird der Quantisierungsbereich U_o in s gleiche Amplitudenstufen (Intervalle) der Breite ΔU unterteilt:

$$s = \frac{U_o}{\Delta U} \tag{16}$$

Im Beispiel von Bild 9 wurden 8 Stufen eingezeichnet und durchnumeriert, außerdem sind die Stufenmittelwerte strichpunktiert eingezeichnet. Für die Übertragung der zeitdiskreten Abtastwerte wird nun bei PCM im Gegensatz zu PAM nicht die Abtastamplitude selbst gesendet, sondern derjenige Stufenmittelwert, in dessen Intervall der exakte Abtastwert liegt. So wird durch die Quantisierung erreicht, daß die Übertragungseinrichtungen nur noch die s verschiedenen Stufenmittelwerte U_i unterscheiden müssen. Die Anzahl der Stufen (Intervalle) s, in die der Quantisierungsbereich eingeteilt wird, bestimmt somit die Symbolmenge, die das Nachrichtenalphabet umfaßt. Anstelle des exakten Abtastwertes u_A wird der jeweilige Stufenmittelwert U_i übertragen, wodurch der schon erwähnte systembedingte Quantisierungsfehler entsteht.

1.3.3 Berechnung des Quantisierungsfehlers

Zur Charakterisierung dieses Fehlers kann man die ursprünglichen Abtastamplituden u_A in quantisierte Amplituden u_Q und in Störamplituden v_Q zerlegen (siehe Bild 9):

(17) $$u_A = u_Q + v_Q$$

Häufig wird die mittlere Leistung der Zeitfunktion $v_Q(t)$ zur quantitativen Bestimmung der Quantisierungsverzerrung oder des Quantisierungsgeräusches benutzt.

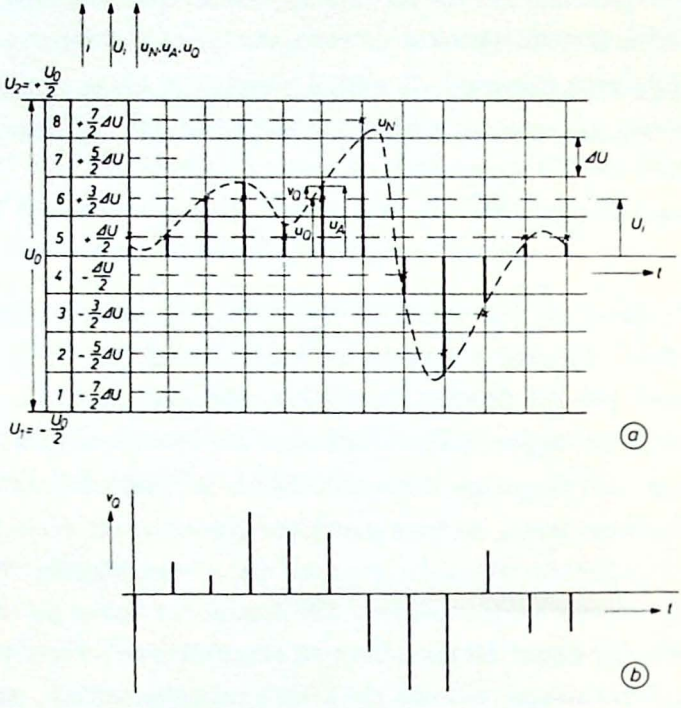


Bild 9: Quantisierung der Abtastwerte; a) Zeitlicher Verlauf eines Nachrichtensignals u_N, der dazugehörigen Abtastwerte u_A und der quantisierten Abtastwerte u_Q; b) Vergrößerte Darstellung der Störamplituden $v_Q = u_A - u_Q$

Die Störleistung, die bei der Quantisierung eines einzelnen Abtastwertes entsteht, beträgt v_Q^2 +). Unter der Voraussetzung, daß alle möglichen Störamplituden v_Q im Intervall ΔU mit gleicher Häufig-

+) In der Übertragungstechnik ist es üblich, die Leistungen am Einheitswiderstand von 1 Ohm anzugeben.

keit auftreten, kann man die mittlere Geräuschleistung N_Q bestimmen, indem man über alle Störanteile des Intervalls integriert und dann durch die Intervallbreite ΔU dividiert:

$$(18) \qquad N_Q = \frac{1}{\Delta U} \int_{-\frac{\Delta U}{2}}^{+\frac{\Delta U}{2}} v_Q^2 \, dv_Q$$

$$(19) \qquad N_Q = \frac{\Delta U^2}{12} = \frac{U_o^2}{12\, s^2}$$

Liegen die Grenzamplituden U_1 und U_2 symmetrisch zum Nullpunkt (gleichstromfreies Signal), so gilt:

$$(20) \qquad U_1 = +\frac{U_o}{2} \; ; \quad U_2 = -\frac{U_o}{2}$$

Die Stufenmittelwerte U_i (U_1 ..... U_s) des quantisierten Signals nehmen in diesem Fall die folgenden Werte an:

$$(21) \qquad \pm\frac{1}{2}\,\Delta U, \; \pm\frac{3}{2}\,\Delta U, \; \pm\frac{5}{2}\,\Delta U, \; \ldots\ldots, \; \pm\frac{s-1}{2}\,\Delta U$$

Setzt man voraus, daß alle diese diskreten Amplituden mit gleicher Häufigkeit im Signal auftreten, so ist die mittlere Leistung des quantisierten Signals durch Summation aller Anteile und Division durch die Anzahl der Summanden s bestimmbar:

$$(22) \qquad S_Q = \frac{1}{s}\left[2\left(\frac{1}{2}\Delta U\right)^2 + 2\left(\frac{3}{2}\Delta U\right)^2 + 2\left(\frac{5}{2}\Delta U\right)^2 + \ldots + 2\left(\frac{s-1}{2}\Delta U\right)^2\right]$$

(s geradzahlig)

(23) $$S_Q = \frac{\Delta U^2}{2s}\left[1^2 + 3^2 + 5^2 + \ldots + (s-1)^2\right]$$

(24) $$S_Q = \frac{s^2-1}{12}\,\Delta U^2 = \frac{s^2-1}{12\,s^2}\,U_o^2$$

Zur quantitativen Charakterisierung der Quantisierungsverzerrungen bildet man den Quotienten aus der Leistung S_Q des quantisierten Signals und dem Quantisierungsgeräusch (Verzerrungsleistung N_Q):

(25) $$\frac{S_Q}{N_Q} = s^2 - 1$$

Dieser Quotient wird Geräuschabstand genannt und sagt aus, um welchen Faktor die Signalleistung die Geräuschleistung überwiegt.

Bei den verschiedenen technischen Anwendungen kann dieses Verhältnis in einem relativ großen Zahlenbereich liegen, weshalb der Geräuschabstand meist in einem logarithmischen Maßstab angegeben wird:

$$Q_Q = 10 \lg \frac{S_Q}{N_Q}\,\mathrm{dB}$$

(26) oder

$$Q_Q = \ln \frac{S_Q}{N_Q}\,\mathrm{Np}$$

Die Kurve S_Q/N_Q von Bild 10 zeigt den Quantisierungsgeräuschabstand als Funktion der Stufenzahl s. Obwohl dieses Verhältnis nur für ganzzahlige Werte von s definiert ist, wurde gestrichelt eine Verbindungslinie eingezeichnet, um zu zeigen, wie stark die Geräusch

leistung N_Q (nach Gl. (19)) mit wachsender Stufenzahl abfällt bzw. das Verhältnis S_Q/N_Q ansteigt. Die Kurve Q_Q zeigt denselben Zusammenhang in einer logarithmischen Darstellung.

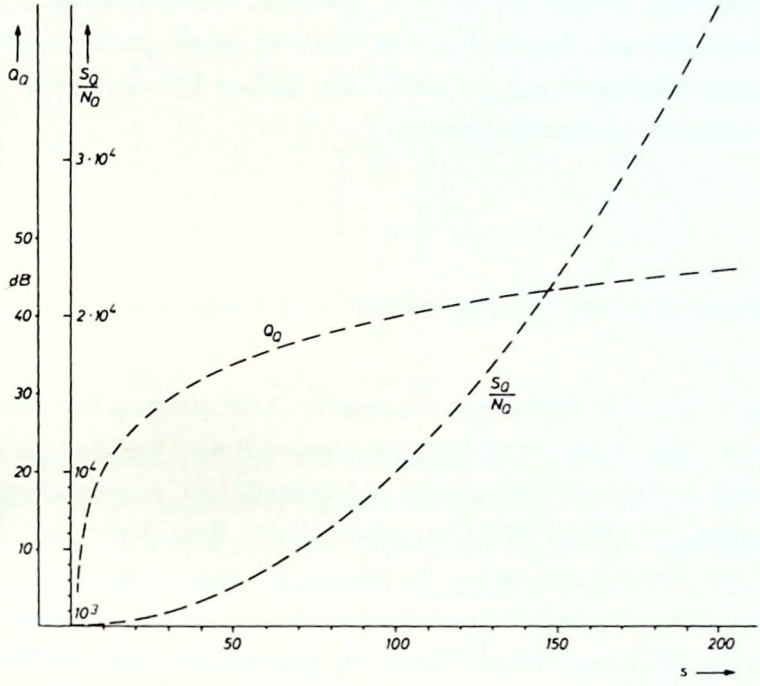


Bild 10: Quantisierungsgeräuschabstand als Funktion der Stufenzahl S

Eine Übertragung mit 30 - 60 Stufen (Störabstand 30 - 35 dB) liefert eine durchschnittliche Übertragungsqualität, bei der das Quantisierungsgeräusch nicht mehr sehr störend, aber trotzdem noch deutlich wahrnehmbar ist. Bei Sprachübertragung liefert sogar eine zweistufige Übertragung gerade noch verständliche Ausgangssignale, wenn auch die Quantisierungsgeräusche das Signal stark überdecken (Geräuschabstand 4, 75 dB). Für eine hochwertige Nachrichtenverbindung, wie z.B. eine Musikübertragung, benötigt man allerdings

eine wesentlich größere Stufenzahl von s = 300 - 2000, was einem Geräuschabstand von ca. 40 - 65 dB entspricht.

Wird der zu übertragende Amplitudenbereich in Stufen gleicher Breite ΔU eingeteilt, so spricht man von "Linearer Quantisierung". Treten die quantisierten Amplituden, wie das hier angenommen wurde, mit gleicher Häufigkeit auf, so liefert die lineare Quantisierung einen maximalen Geräuschabstand.

1.4 *Kompandierung (Kompression und Expansion)*

Im vorigen Abschnitt haben wir die lineare Quantisierung betrachtet, bei der alle Quantisierungsstufen gleiche Breite besitzen. Im allgemeinsten Fall sind jedoch alle s Intervalle ΔU_i voneinander verschieden, wie dies Bild 11 veranschaulicht. Eine derartige nichtlineare Stufung läßt sich z. B. durch eine lineare Quantisierung und einen vorgeschalteten (oder nachgeschalteten) nichtlinearen Vierpol mit einer stetigen Kennlinie realisieren. Für die Übertragung von typischen Nachrichtensignalen muß diese nichtlineare Kennlinie meist so geartet sein, daß große Amplituden verkleinert werden. Aus diesem Grunde werden der nichtlineare Vierpol Kompressor und seine Kennlinie $u_K = f(u_A)$ Kompressorkennlinie genannt (siehe Bild 12a).

Eine verzerrungsfreie Übertragung eines Nachrichtensignals setzt jedoch voraus, daß die gesamte Übertragungscharakteristik im Nutzfrequenzband linear ist, was bedeutet, daß die nichtlineare Signalverzerrung des Kompressors im Empfänger wieder rückgängig gemacht werden muß. Dies geschieht durch einen ebenfalls

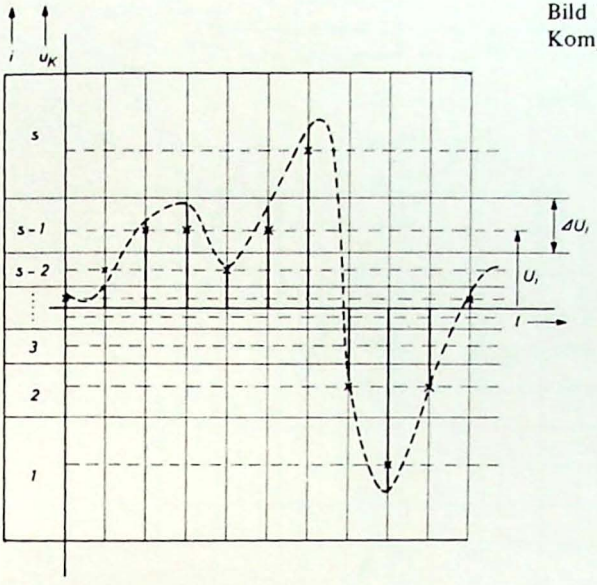


Bild 11:
Kompression der Abtastwerte

nichtlinearen Vierpol, den Expander (siehe Bild 2b und Bild 13). Werden das Quantisierungsgeräusch und die Störungen vernachlässigt, so erhält man am Eingang des Expanders ein Signal, das mit dem kompandierten Signal übereinstimmt:

(27) $$u'_K \approx u_K$$

Mit dieser Näherung läßt sich die Expanderkennlinie $u'_A = g(u'_K)$ als die inverse Funktion der Kompressorkennlinie bestimmen:

(28) $$u'_A = g(u'_K) \approx f^{-1}(u_K) = u_A$$

Das gesamte Verfahren der nichtlinearen Vorverzerrung und empfangsseitigen Entzerrung wird Kompandierung genannt.

Welche Form die Kompressorkennlinie haben muß, hängt wesentlich von den Forderungen ab, die man an die Übertragung stellt.

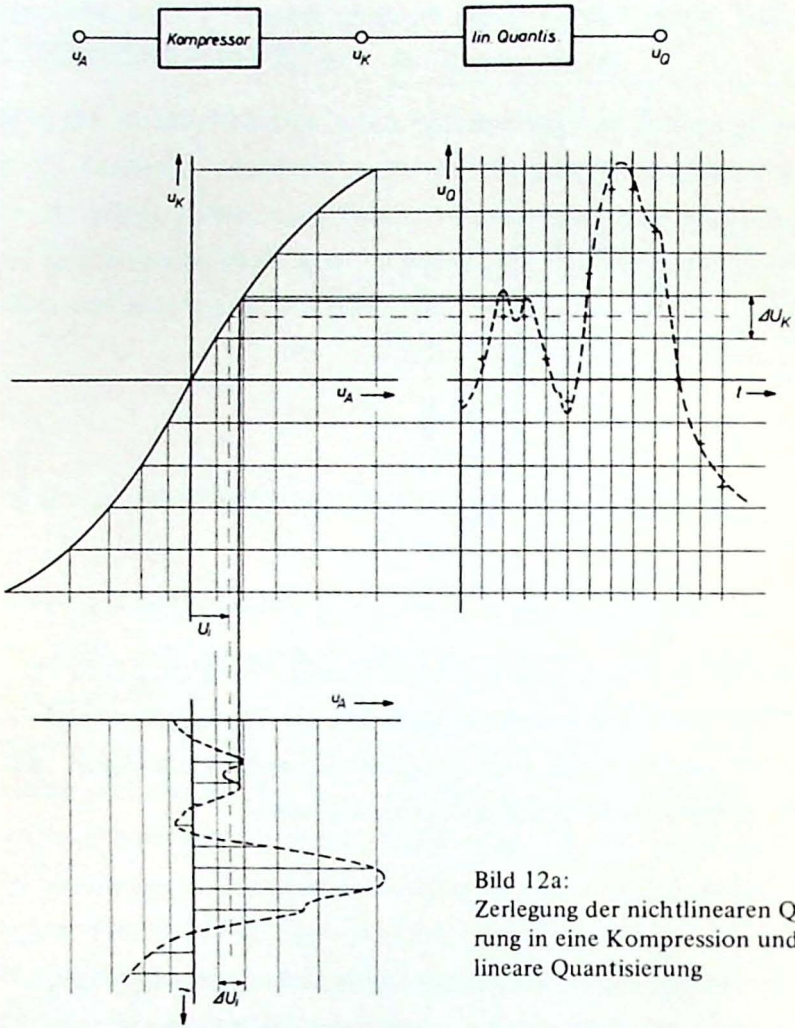


Bild 12a:
Zerlegung der nichtlinearen Quantisierung in eine Kompression und eine lineare Quantisierung

Wird z.B. gefordert, daß der absolute Fehler, der bei der Quantisierung der einzelnen Abtastwerte auftritt, einen Maximalwert von $\pm\ \Delta U/2$ nicht überschreiten darf, so muß eine lineare Stufung ohne Kompandierung gewählt werden (Stufenhöhe ΔU, siehe Bild 9). Demgegenüber wird bei der Übertragung von Meßwerten die Kennlinie oft so ausgelegt, daß der maximale relative Fehler ε innerhalb aller Quantisierungsintervalle etwa denselben Betrag hat.

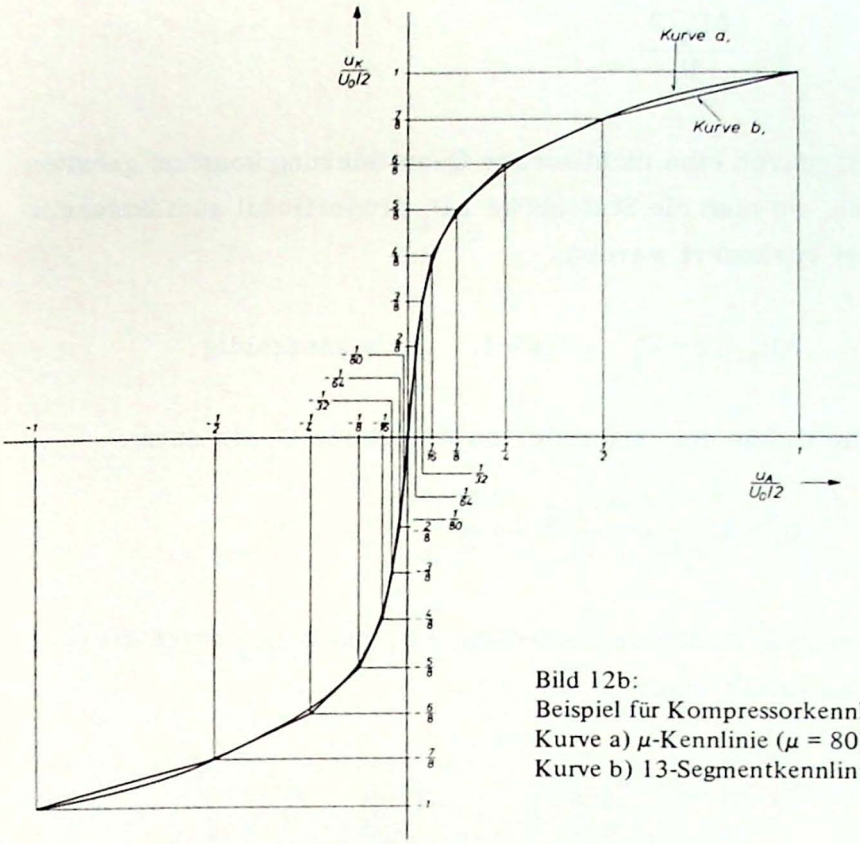


Bild 12b:
Beispiel für Kompressorkennlinien;
Kurve a) μ-Kennlinie (μ = 80);
Kurve b) 13-Segmentkennlinie

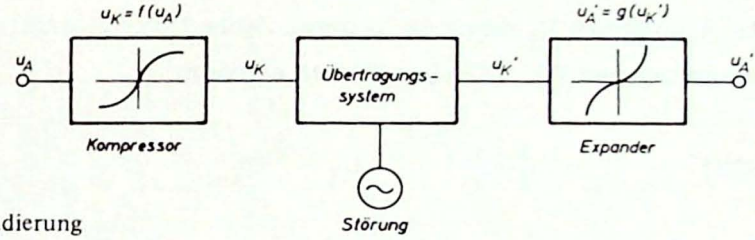


Bild 13: Kompandierung

Mit den Bezeichnungen von Bild 11 kann man unter der Annahme, daß die quantisierten Amplituden U_i in der Mitte der Quantisierungsintervalle ΔU_i liegen, für den größten relativen Fehler schreiben:

$$\varepsilon = \frac{\Delta U_i/2}{U_i} \tag{29}$$

Soll $|\varepsilon|$ durch eine nichtlineare Quantisierung konstant gehalten werden, so muß die Stufenhöhe ΔU_i proportional zum Stufenmittelwert verändert werden:

$$\Delta U_i = 2\,\varepsilon\,U_i \qquad i = 1, \ldots, s \text{ ganzzahlig} \tag{30}$$

Für die Größe der quantisierten Amplitude U_i gilt dann:

$$U_i = U_{i-1} + \frac{\Delta U_{i-1}}{2} + \frac{\Delta U_i}{2} \tag{31}$$

Ersetzt man in dieser Beziehung ΔU_i und ΔU_{i-1} durch die Gl. (30), so erhält man:

$$U_i = \frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}\,U_{i-1} \tag{32}$$

Hat die erste Stufe (i = 1) die Größe U_1, so kann die quantisierte Amplitude U_i einer beliebigen Stufe i durch mehrmalige Anwendung der Gl. (32) berechnet werden:

$$U_i = \left(\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}\right)^{i-1} \cdot U_1 \tag{33}$$

Zusammen mit der Gl. (30) findet man somit für die Größe des i-ten Quantisierungsintervalls:

$$\Delta U_i = 2\,\varepsilon\left(\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}\right)^{i-1} \cdot U_1 \tag{34}$$

Für $U_1 = -1$ V und $\varepsilon = -0{,}1$ ist $\Delta U_1 = 0{,}2$ V und $\Delta U_{10} = 0{,}032$ V,

während die quantisierte Amplitude für i = 10 den Wert $U_{10} = -0,16$ V hat. Daraus ist ersichtlich, daß die Intervallgröße ΔU_i sehr schnell kleiner wird, wenn sich der Betrag von U_i dem Wert Null nähert. (Siehe Gl. (33) und (34)). Dies bedeutet, daß die Forderung $|\varepsilon| = \text{const.}$ durch eine unterschiedliche Intervallbreite nur näherungsweise realisiert werden kann; für sehr kleine Amplituden ist sie prinzipiell nicht erfüllbar.

Im folgenden soll untersucht werden, ob der relative Fehler konstant gehalten werden kann, wenn man vor einen linear gestuften Quantisierer einen Kompressor schaltet (Bild 12a).

Die Eingangsstufenhöhe ΔU_i soll hierbei durch die Kompressorkennlinie gerade so groß gewählt werden, daß bei konstanter Ausgangsstufenhöhe ΔU_K $\varepsilon = \text{const.}$ gilt. Sind die Stufenhöhen ΔU_i und ΔU_K klein gegenüber U_i, so ist näherungsweise:

$$\frac{du_K}{du_A} = \frac{df(u_A)}{du_A} \approx \frac{\Delta U_K}{\Delta U_i} \tag{35}$$

Ersetzt man in dieser Gleichung ΔU_i durch die Beziehung (30) und U_i durch u_A, so erhält man nach einer Integration für die Kompressorkennlinie:

$$u_K = f(u_A) = \int \frac{\Delta U_K}{2\varepsilon u_A} du_A \tag{36}$$

oder

$$u_K = \frac{\Delta U_K}{2\varepsilon} \cdot \ln |u_A| + \text{const.} \tag{37}$$

Wie man leicht erkennen kann, ist auch diese Kennlinie, ähnlich wie die Quantisierung nach Gl. (34), bei $U_i \approx 0$ nicht realisierbar. Aus diesem Grunde wird sie im Bereich kleiner Amplituden durch

eine Gerade ergänzt. Für die vollständige Kompressorkennlinie (μ-Kennlinie oder Ideale Kennlinie) kann man dann nach einer Normierung auf den Quantisierungsbereich U_o schreiben:

$$u_K = f(u_A) = \frac{1+\ln(\mu \frac{u_A}{U_o/2})}{1+\ln\mu} \cdot \frac{U_o}{2} \text{ für } \frac{1}{\mu} \leq \frac{|u_A|}{U_o/2} < 1$$

(38)

$$u_K = f(u_A) = \frac{\mu \cdot \frac{u_A}{U_o/2}}{1 + \ln\mu} \cdot \frac{U_o}{2} \text{ für } 0 \leq \frac{|u_A|}{U_o/2} \leq \frac{1}{\mu}$$

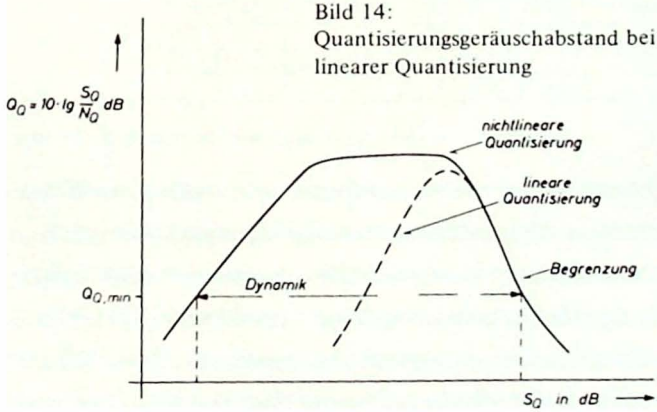
Bild 12b zeigt diese Kennlinie zusammen mit der sogenannten 13-Segmentkennlinie, die sich aus mehreren Geradenstücken zusammensetzt und die bei den PCM-Systemen der europäischen Fernsprechnetze eingesetzt wird.

Bisher wurde der Fehler der einzelnen Abtastwerte oder Momentanwerte abhängig von der Kompressorkennlinie betrachtet. In vielen Fällen ist es jedoch sinnvoller, wenn die Kompressorkennlinie so gewählt wird, daß der zeitliche mittlere Fehler ein Minimum wird. So wäre es z.B. nicht sinnvoll, eine Kompressorkennlinie so zu wählen, daß der relative Fehler ungefähr konstant bleibt (was eine große Zahl von Stufen im Bereich kleiner Amplituden verlangen würde), wenn das zu übertragende Signal vorwiegend große Amplituden enthielte. Ein besseres Optimierungskriterium für die Bestimmung der Kompressorkennlinie ist daher das Verhältnis von mittlerer Signalleistung zu mittlerer Quantisierungsleistung.

Unterliegt die Amplitude eines Nachrichtensignals großen zeitlichen Schwankungen, so fällt bei einer linearen Stufung, bei der

die Quantisierungsleistung N_Q (Gl. (19)) konstant und unabhängig von der Amplitude ist, im Bereich kleiner Amplituden und damit kleiner Signalleistung der Störabstand Q_Q stark ab. Vergrößert man jedoch die kleinen und verkleinert man die großen Amplituden durch eine geeignete Kompressorkennlinie, so wird der mittlere Bereich, in dem der Störabstand Q_Q von der Signalleistung nahezu unabhängig ist, erweitert (siehe Bild 14). Dies wird vor allem bei der Übertragung von Sprachsignalen angestrebt, um zu verhindern, daß zwischen sogenannten "Laut"- und "Leise"-Sprechern ein wesentlicher Qualitätsunterschied auftritt. Bild 14 zeigt den Quantisierungsgeräuschabstand als Funktion der Signalleistung für eine linear und eine nichtlinear quantisierte (kompandierte) Übertragung mit übereinstimmender Stufenzahl. Den Kurven ist zu entnehmen, daß bei Kompandierung der Störabstand bei kleinen Signalamplituden wesentlich verbessert wird. Erreicht die Signalamplitude die Grenze des Quantisierungsbereichs (Aussteuerungsgrenze), so fällt der Störabstand infolge des Begrenzungsfehlers schnell ab (dasselbe gilt auch für die lineare Quantisierung, siehe gestrichelte Kurve von Bild 14). Bei kleinen Signalamplituden fällt er aber ebenfalls ab, weil hier, verglichen

Bild 14:
Quantisierungsgeräuschabstand bei linearer und nichtlinearer Quantisierung



mit der Signalamplitude, auch die verkleinerten Quantisierungsstufen noch groß sind. Verlangt man einen bestimmten Mindeststörabstand $Q_{Q,\,min}$ als untere Qualitätsgrenze, so bezeichnet man dasjenige Verhältnis der Aussteueramplituden, das diese Bedingung gerade noch erfüllt, als Dynamik (siehe Bild 14). Durch geeignete Kompandierung wird also erreicht, daß z. B. bei einer Sprachübertragung die Silbenverständlichkeit und die Natürlichkeit der Sprache auch bei schwankender Signalleistung noch gut sind. Bei gleicher Qualität (Quantisierungsgeräuschabstand) entsprechen bei einer Sprachübertragung etwa 128 kompandierte Amplitudenstufen einer linearen Übertragung mit s = 1000 Stufen, so daß man auch sagen kann, durch die Kompandierung kann die Stufenzahl und somit der technische Aufwand verringert werden.

Die hier behandelten Kompandierungen gehören in die Gruppe der Momentanwert-Kompandierungen. Die Kompressor- bzw. Expanderausgangsspannung ist dabei nur von der momentan anliegenden Eingangsspannung abhängig. Die Momentanwertkompander arbeiten im Gegensatz zu den Silbenkompandern praktisch trägheitslos.

1.5 *Codierung*

Mit Hilfe der Quantisierung ist es gelungen, die analogen Abtastwerte in ein endliches Alphabet von Nachrichtensymbolen, d.h. quantisierten Abtastwerten, umzuwandeln. In diesem Abschnitt sollen nun Sendesignale gefunden werden, denen verschiedene Nachrichtensymbole eindeutig zugeordnet werden können. Bild 15 (1. Codierung) zeigt einen ersten Versuch, für ein Alphabet von

acht Symbolen Sendesignale zu finden, die alle voneinander abweichende Merkmale aufweisen, so daß der Empfänger in der Lage ist, sie zu unterscheiden. Da jedem Sendesignal nur ein einziger quantisierter Abtastwert zugeordnet ist und außerdem vorausgesetzt wird, daß der Empfänger diese Zuordnung kennt, ist er auch in der Lage, aus der Folge der ankommenden Sendesignale die quantisierten Abtastwerte zu rekonstruieren.

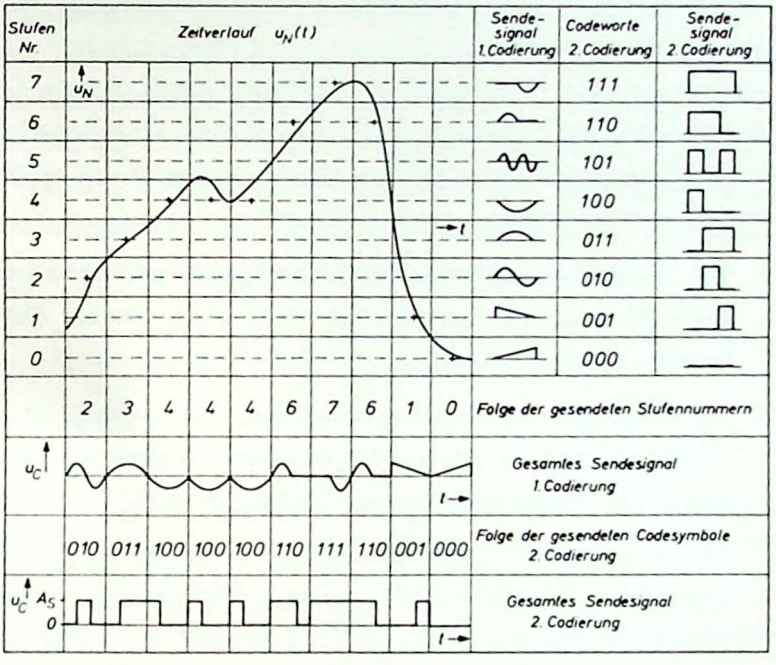


Bild 15: Beispiele für die Codierung quantisierter Signale

Aus diesem Beispiel ist zu ersehen, daß es durch den Übergang auf ein endliches Nachrichtenalphabet gelungen ist, den unmittelbaren Zusammenhang zwischen Nachrichten- und Sendesignal zu lösen, wobei jedes Nachrichtensymbol durch ein frei wählbares Sendesignal ersetzbar ist. Das Nachrichtensignal u_N bestimmt damit nur noch die Reihenfolge, in der die Sendesignale übertra-

gen werden. Diese können also so gewählt werden, daß sie optimal an den Übertragungskanal angepaßt sind, was eine gute Frequenzbandausnützung bei großer Störsicherheit bedeutet. Diese Anpassungsmöglichkeit ist einer der wesentlichen Vorteile der Pulscodemodulation.

Für eine technische Realisierung sind die Sendesignale unseres Beispiels (Bild 15, 1. Codierung) allerdings ungünstig, da sie sich gleichzeitig in Amplitude, Frequenz und Phase unterscheiden, so daß nur ein sehr komplizierter Empfänger diese Signale erkennen (detektieren) und auswerten kann. Aus diesem Grunde befolgt man bei der Dimensionierung solcher Nachrichtensysteme meist die folgenden Richtlinien:

1. Die zeitliche Ausdehnung der Sendesignale muß für alle Symbole gleich groß sein und darf den Abstand T_A zweier Abtastwerte nicht überschreiten.

2. Die Sendesignale sind so auszuwählen, daß sie, optimal an den Übertragungskanal angepaßt, gut unterscheidbar und damit möglichst unempfindlich gegen Störungen sind.

3. Damit eine einfache Auswertung der Sendesignale im Empfänger möglich ist, dürfen die signifikanten Unterschiede für alle Symbole nur in einem Parameter enthalten sein, z. B. der Amplitude, Frequenz oder Phase.

Besonders einfach wird die Realisierung, wenn die Sendesignale aus einer Anzahl von n Codesymbolen oder Codeelementen zusammengesetzt werden. Sollen z. B. $s = 100$ Nachrichtensymbole oder Quantisierungsstufen übertragen werden, so kommt man im Dezimalsystem (Basis $b = 10$) mit 10 verschiedenen Codesymbolen aus, von denen je zwei zu einem Codewort zusammengefaßt werden.

Bezeichnet man die zehn Codesymbole mit den Ziffern 0 ... 9, so entsprechen alle aus zwei Codesymbolen bestehenden Kombinationen den Zahlen 00 bis 99 (00, 01, 02, 03, ..., 09, 10, 11, ..., 98, 99). Auf diese Weise gelingt es, das Problem der Auswahl von übertragungstechnisch günstigen Sendesignalen in zwei Teilaufgaben zu zerlegen, wobei die erste Aufgabe den Zusammenhang zwischen dem Alphabet der s Nachrichtensymbole und dem Alphabet der b Codeelemente oder Codesymbole herstellt und Codierung genannt wird. Die Zuordnungsvorschrift, die die beiden Alphabete miteinander verknüpft, nennt man Code; eine Folge von n Codesymbolen bezeichnet man als Codewort. Die zweite Teilaufgabe wird allgemein Signalumsetzung genannt und besteht darin, die Codesymbole in Sendesignale umzusetzen, die für die Übertragung besonders geeignet sind. Diese Aufgabe wird im nächsten Abschnitt behandelt.

Allgemein kann man mit b Codesymbolen

$$s = b^n \tag{39}$$

Quantisierungsstufen oder Nachrichtensymbole umcodieren. Dabei bestehen die Codeworte aus je n Codesymbolen. Für 10 Codesymbole und eine Codewortlänge von n = 2 erhalten wir als maximal codierbare Anzahl von Nachrichtensymbolen bzw. Quantisierungsstufen:

$$s = 10^2 = 100$$

Für viele technische Probleme ist aber die Zahl von 10 Codesymbolen, die im letzten Beispiel benutzt wurden, bereits zu groß, da die Störsicherheit der Übertragung, wie wir später noch sehen werden, mit wachsender Anzahl von Codesymbolen abfällt.

Bei den heutigen PCM-Systemen wird deshalb meist eine binäre Codierung angewandt, d.h. das Code-Alphabet dieser Systeme besteht aus b = 2 Codesymbolen, die mit "0" (Null) und "1" (Eins) (gelegentlich auch mit "0" und "L") bezeichnet werden. Für die zeichnerische Darstellung der beiden Symbole wollen wir annehmen, daß dem Symbol "0" eine Amplitude von Null Volt und dem Symbol "1" eine Amplitude von $+A_s$ entspricht. Für das Beispiel nach Bild 15 (2. Codierung) mit 8 Quantisierungsstufen bzw. Nachrichtensymbolen (s = 8) benötigen wir bei einer binären Codierung Codeworte der Länge n = 3 ($2^3 = 8$), so daß die folgenden acht Codeworte entstehen:

000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111.

Die Zuordnung zwischen den Codeworten und den quantisierten Abtastwerten ist prinzipiell willkürlich. Allerdings kann der Einfluß der Übertragungsstörungen von der Wahl dieser Zuordnung abhängig sein.

Für die folgenden Überlegungen wollen wir annehmen, daß dem niedrigsten Stufenmittelwert das Codewort 000 zugeordnet wird und daß den weiteren Stufen die Codeworte in der Reihenfolge ihres steigenden Wertes zugeordnet werden (Dualcode). Unter dem Wert eines Codewortes verstehen wir dabei denjenigen Zahlenwert, der sich ergibt, wenn wir das Codewort als eine Zahl mit der Basis b = 2 interpretieren. Für die binäre und die dazugehörige äquivalente dezimale Darstellung der Codeworte gilt z.B.:

$$101 \triangleq 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 5$$

Man kann das Nachrichtensignal von Bild 15 (2. Codierung) bei etwa gleichen Quantisierungsverzerrungen auch mit einem ternä-

ren Code (b = 3) codieren. In diesem Fall sind für 9 Stufen nur Codeworte der Länge n = 2 ($9 = 3^2$) notwendig. Diese Codierung der Nachrichtensymbole mit den Stufennummern 0 ... 8 zeigt die nachfolgende Tabelle 1:

Tabelle 1: Beispiel für eine ternäre Codierung der quantisierten Abtastwerte

Stufennummer	Wert	Codewort
0	$0 \cdot 3^1 + 0 \cdot 3^0$	00
1	$0 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0$	01
2	$0 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0$	02
3	$1 \cdot 3^1 + 0 \cdot 3^0$	10
4	$1 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0$	11
5	$1 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0$	12
6	$2 \cdot 3^1 + 0 \cdot 3^0$	20
7	$2 \cdot 3^1 + 1 \cdot 3^0$	21
8	$2 \cdot 3^1 + 2 \cdot 3^0$	22

Wie wir bei der Erörterung der Quantisierung festgestellt haben, benötigt man für die Übertragung von Sprache in guter Qualität 100 oder mehr Amplitudenstufen. Dementsprechend benötigt man bei Verwendung eines binären Codes (b = 2) mindestens 7 Codesymbole pro Codewort, mit deren Hilfe 128 Quantisierungsstufen codiert werden können. Wird ein ternärer Code verwendet, so können mit 5 Codeelementen maximal 243 Quantisierungsstufen codiert werden (b = 3, n = 5, s = 243).

1.6 *Signalumsetzung (Modulation)*

Die Signale, die am Ausgang des Codierers auftreten und die einzelnen Codeelemente repräsentieren, sind in der Regel für eine direkte Übertragung nicht geeignet, so daß meist eine Signalumsetzung notwendig ist. Die Aufgabe dieser Signalumsetzung ist es, die Signale des Codierers so umzuwandeln, daß sie in Form und Frequenzbereich gut an den Übertragungskanal angepaßt sind.

In den Beispielen a bis e von Bild 16 ist die charakteristische Größe für die Symbole "0" und "1" je eine bestimmte Sendesignalamplitude, weshalb diese Signalumsetzung Amplitudenumtastung genannt wird. In technischen Systemen unterscheidet man zwei Varianten der Amplitudenumtastung, die bipolare und die unipolare Umtastung. Bei der bipolaren wird dem Codesymbol "1" die Amplitude $+\frac{A_S}{2}$ und dem Symbol "0" die Amplitude $-\frac{A_S}{2}$ zugeordnet, d.h. die Amplitude des Sendesignals wird symmetrisch zur Nullinie getastet, was zur Folge hat, daß das Sendesignal u_S gleichstromfrei ist, wenn man voraussetzt, daß die Codesymbole "1" und "0" mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten.

Bild 16a zeigt eine Folge von bipolaren und Bild 16b von unipolaren Codesymbolen, bei der dem Codesymbol "1" die Amplitude $+A_S$ und dem Symbol "0" die Amplitude 0 zugeordnet wird; dieses Signal enthält prinzipiell einen Gleichstromanteil.

Geht die Amplitude während der Symboldauer T_S nicht auf den Grundwert "0" zurück, so spricht man von einem "Non Return to Zero"-Signal (NRZ-Signal, siehe Bild 16a und b).

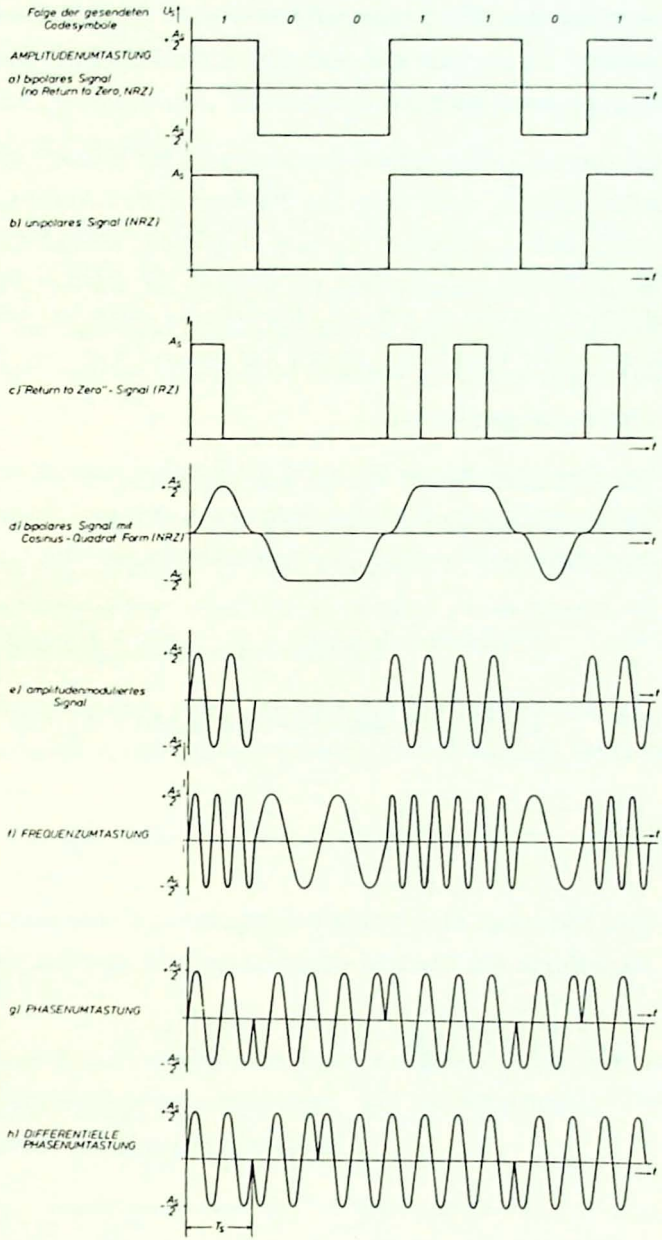


Bild 16: Möglichkeiten der Signalumsetzung von Codesymbolen in Sendesignale

Fällt die Amplitude während der Dauer T_S auf den Grundwert 0 zurück, so spricht man von einem "Return to Zero"-Signal (RZ-Signal, siehe Bild 16c).

Die Impulsbreite dieses Sendesignals ist kleiner als diejenige der NRZ-Signale, außerdem ist die Anzahl der Amplitudenübergänge von 0 nach A_S und von A_S nach 0 größer, so daß die benötigte Kanalbandbreite nahezu doppelt so groß ist wie bei NRZ-Signalen. Dieser Nachteil der RZ-Signale wird bei manchen Anwendungen durch die leichtere technische Realisierbarkeit dieses Verfahrens wieder ausgeglichen.

Der Rechteckimpuls ist nicht die einzige Impulsform, die für die Übertragung von digitalen Signalen in Frage kommt. Häufig werden auch die folgenden Impulsformen verwendet (Bild 17):

(40) a) Cosinus-Impuls $u(t) = A_S \cdot \cos(2\pi \frac{t}{T_S})$

(41) b) Cosinus-Quadrat-Impuls $u(t) = A_S \cdot \cos^2(2\pi \frac{t}{T_S})$

(42) c) Gauß-Impuls $u(t) = A_S \cdot e^{-\pi (\frac{t}{T_S})^2}$

Bild 16d zeigt eine Folge von bipolaren Codesymbolen, wobei als Signalform ein Cosinus-Quadrat-Impuls gewählt wurde.

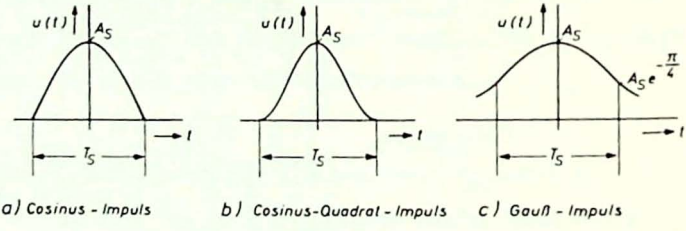


Bild 17: Impulsformen

Die Amplitudenumtastung ist eine einfache und oft angewandte Übertragungsart bei PCM. Da bei dieser Übertragungsart keine weitere Modulation stattfindet, bezeichnet man sie als Basisbandübertragung der PCM-Signale.

Moduliert man die Signale von Bild 16a - d, so wird das PCM-Basisband je nach Wahl des Trägers in eine andere Frequenzlage umgesetzt. Bild 16e zeigt ein Beispiel für ein amplitudenmoduliertes Signal, bei dem der Träger mit einem unipolaren NRZ-Signal 100 %ig moduliert wurde.

Eine zweite Art der Signalumsetzung ist die Frequenzumtastung, bei der dem Codesymbol "0" eine Frequenz f_1 (Kennfrequenz des 1. Trägers) und dem Symbol "1" eine Frequenz f_2 (Kennfrequenz des 2. Trägers) zugeordnet wird. Bild 16f zeigt einen Ausschnitt aus einer frequenzumgetasteten Symbolfolge.

Aus den Kennfrequenzen f_1 und f_2 können die Mittenfrequenz f_μ und der Frequenzhub Δf des frequenzmodulierten Signals bestimmt werden:

$$f_\mu = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{43}$$

$$\Delta f = \frac{1}{2}(f_2 - f_1) \tag{44}$$

Da sich durch das Einschwingen des Signals von der einen Frequenz auf die andere das Spektrum verbreitert, gilt näherungsweise für die praktisch benötigte Kanalbandbreite:

$$B_G \approx 2\left(\Delta f + \frac{1}{T_S}\right) \tag{45}$$

Bild 16g zeigt eine weitere Signalart, die Phasenumtastung, bei der eine "0" der Trägerphase 0° und eine "1" der Trägerphase 180° entspricht. Durch die Einschwingvorgänge, die von einer Phasenlage zur anderen überleiten, verbreitert sich auch hier das Spektrum des phasenmodulierten Signals.

Bei Phasenumtastung werden die Symbole nur dann richtig erkannt, wenn dem Empfänger die Anfangsphase der Trägerfrequenz des Senders bekannt ist (Referenzsignal). Ist z. B. die Phase der Empfänger-Referenzfrequenz um 180° gegen die Phase der Trägerfrequenz des Senders verschoben, so wird die inverse Information empfangen ("0" und "1" werden vertauscht). Diese Schwierigkeit wird durch die Anwendung der Differenzphasenumtastung umgangen. Bei dieser Modulationsart dient nicht die Phasenlage des Trägers als Kriterium für die Demodulation der gesendeten Information, sondern die Phasenänderung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Symbolen. Dabei kann man folgende Zuordnung wählen: soll eine binäre "0" gesendet werden, so ändert man die Phasenlage gegenüber dem vorhergehenden Zeichen um 180°, bei einer binären "1" wird die Phase beibehalten (siehe Bild 16h). Eine "0"-Folge wird dann abwechselnd durch die Phasenlagen 0 und 180° dargestellt.

1.7 *Übertragungskanal*

1.7.1 Signalregeneration und Regenerativverstärker

Das Signal u_M am Ausgang des Übertragungsmediums, z. B. eines Kabels, wird durch den Frequenzgang $G_M(f)$ des Übertragungsmediums in der Amplitude und Phase verzerrt (siehe Bilder 18, 19 und

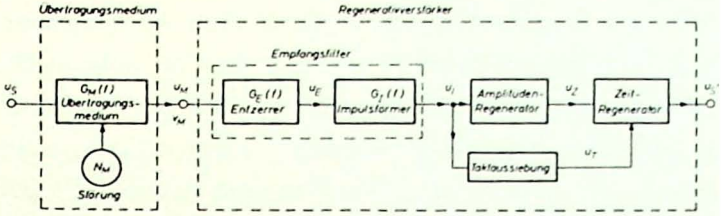


Bild 18: Ausschnitt aus dem Übertragungskanal: Übertragungsmedium und Regenerativverstärker

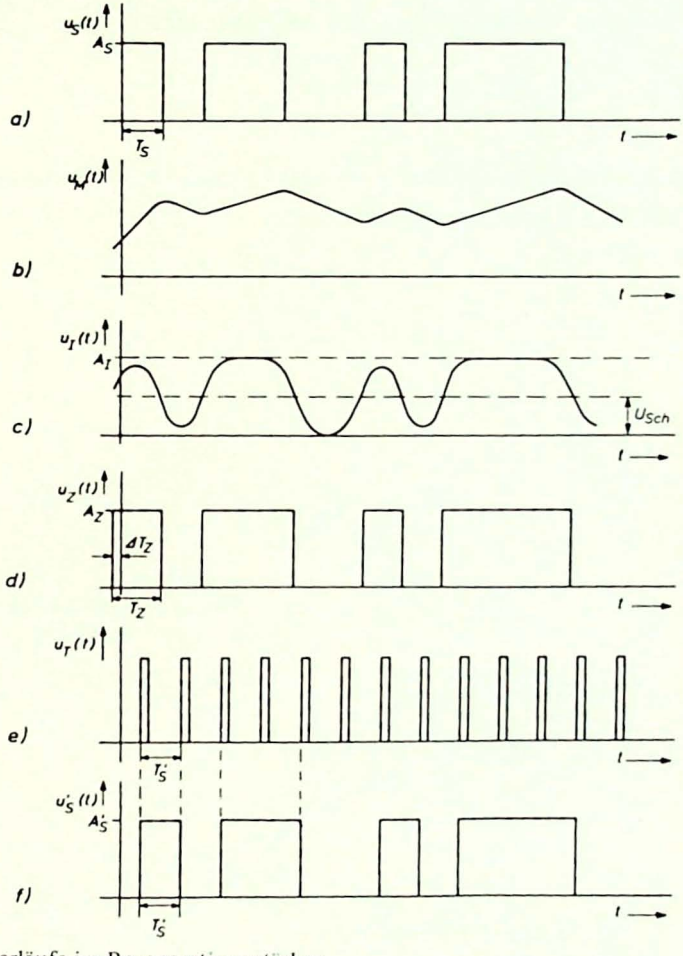


Bild 19: Signalverläufe im Regenerativverstärker

20). Außerdem enthält dieses Signal eine Störspannung v_M, die in den Kanal eingedrungen ist und sich dem Nutzsignal überlagert. Zur Wiederherstellung oder Regeneration des gesendeten Signals wird u_M einem Regenerativverstärker zugeleitet. Dieser besteht aus einem Entzerrer, einem Filter zur Impulsformung und Einrichtungen zur Amplituden- und Zeitregenerierung. Der Entzerrer hat die Aufgabe, die Dämpfungs- und Phasenverzerrungen des Übertragungsmediums auszugleichen. Im Idealfall gilt:

$$G_M(f) \cdot G_E(f) = \text{const.}, \tag{46}$$

d.h. der Frequenzgang des Entzerrers verläuft invers zum Frequenzgang des Übertragungsmediums.

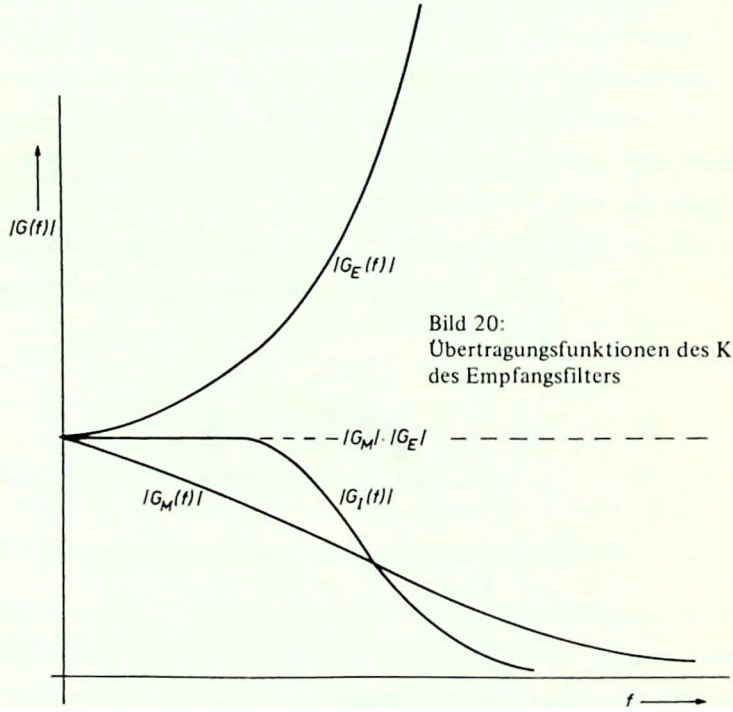


Bild 20:
Übertragungsfunktionen des Kanals und des Empfangsfilters

Ist diese Forderung erfüllt, so bedeutet das, daß sich u_E und u_S nur noch durch die Störungen unterscheiden. Im folgenden Filter $G_I(f)$ wird dann die gewünschte Impulsform (z. B. $\cos^2$-Impuls) $u_I(t)$ erzeugt, und es werden die höherfrequenten (u. U. auch niederfrequenten) Störanteile unterdrückt, die außerhalb des Frequenzbereichs des Nutzsignals liegen. Für die gesamte Übertragungsfunktion von Kanal und Empfangsfilter eines Übertragungssystems gilt:

$$G_G(f) = G_M(f) \cdot G_E(f) \cdot G_I(f) \tag{47}$$

Hat $G_G(f)$ Tiefpaßcharakter, so gilt für die Bandbreite des Übertragungssystems:

$$B_G = \frac{1}{G_G^2(0)} \int_0^\infty G_G^2(f)\, df \tag{48}$$

Nach dieser Bandbreitendefinition bezeichnet man B_G als die äquivalente Rauschbandbreite des Übertragungssystems. Sie ist identisch mit der Bandbreite eines idealen Rechtecktiefpasses, an dessen Ausgang dieselbe Rauschleistung auftreten würde wie beim realen Filter, wenn am Eingang eine Rauschquelle mit weißem Spektrum liegt.

Wenn die Übertragung nur geringen Störeinflüssen unterliegt, kann man die Bandbreite B_G groß wählen, so daß die Signalform am Ausgang des Impulsformers der Sendesignalform sehr ähnlich wird. Bei stärkeren Störungen ist dies jedoch nicht sinnvoll, weil der Störeinfluß mit steigender Bandbreite zunimmt. In diesem Fall versucht man, die Bandbreite B_G so weit wie möglich zu reduzieren, um damit auch die Störleistung N_I am Ausgang des Impuls-

formers zu verringern. Wird die Bandbreite aber zu niedrig gewählt, so können Einzelsymbole des Signals u_I nicht voll einschwingen (siehe Bild 19). Im Amplitudenregenerator wird u_I mit einer festen Schwellenspannung U_{Sch} verglichen, wobei allen Amplituden, die oberhalb von U_{Sch} liegen, eine logische "1" und allen Amplituden unterhalb eine logische "0" zugeordnet wird (siehe Bild 19c und d). Werden die Amplituden infolge der zu geringen Bandbreite verkleinert, so reichen Störamplituden entsprechend geringerer Größe aus, um einen Übertragungsfehler zu verursachen. Zwischen den Extremfällen, zuviel Störungen durch zu große Bandbreite und geringe Störleistung bei zu kleinen Amplituden von u_I durch zu kleine Bandbreite, gibt es eine optimale Bandbreite, bei der der Einfluß der Störungen am geringsten ist und im Ausgangssignal des Amplitudenregenerators die geringste Anzahl von falschen Symbolen auftritt. Unter diesem Gesichtspunkt gibt es nicht nur eine optimale Bandbreite, sondern auch eine optimale Impulsform, bei der der Einfluß der Störungen gegenüber anderen Impulsformen bei gleicher Bandbreite am geringsten ist.

Eine anschauliche Darstellung dieses Sachverhaltes liefert das "Augenmuster" ("eye-pattern"), das man erhält, wenn man die empfangenen Impulse einer langen Symbolfolge, jeweils um T_s verschoben, übereinander zeichnet, wie das z. B. mit einem Oszillographen möglich ist. Bild 21 zeigt drei verschiedene "Augenmuster", die sich in der Bandbreite und Impulsform unterscheiden. Es ist zu erkennen, daß die vertikale Augenöffnung U_{Auge} außer von der Bandbreite auch noch von der gewählten Impulsform abhängig ist. Bei geeigneter Impulsform und relativ kleiner Bandbreite kann man noch eine recht große Augenöffnung U_{Auge} erreichen, wenn man in Kauf nimmt, daß sich die horizontale Augenöffnung t_{Auge} verkleinert. Dies bringt jedoch den Nachteil mit sich,

daß geringe zeitliche Verschiebungen des Abtasttaktes durch Störungen (Jitter genannt) zu einer bedeutend größeren Fehlerrate führen.

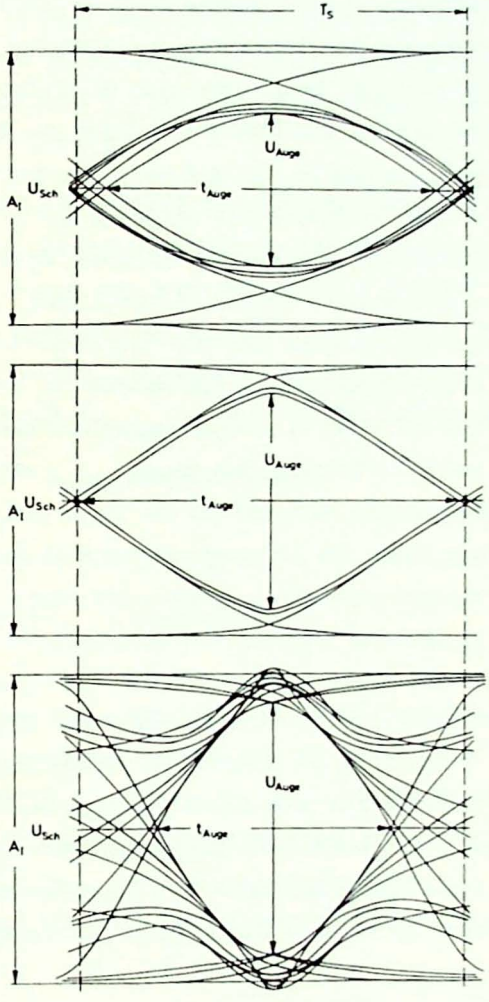


Bild 21: Augenmuster („eye-pattern") bei verschiedenen Bandbreiten; a) kleine Bandbreite; b) große Bandbreite; c) veränderte Impulsform

Die Taktaussiebung hat die Aufgabe, aus dem Signal am Ausgang des Impulsformers ein Taktsignal u_T zu erzeugen, dessen Vorderflanke genau mit den Impulsmitten des Signals u_Z übereinstimmt. Im Prinzip kann dies mit einem Schmalbandpaßfilter geschehen, dessen Mittenfrequenz möglichst genau auf die Folgefrequenz der Symbole u_I am Ausgang des Impulsformers abgestimmt ist. Im allgemeinen wird dies aber umso schwieriger, je größer die zeitliche Schwankung des Signals $u_I(t)$ bei der Schwellenspannung ist, so daß bei einer Impulsformung mit einem Augenmuster nach Bild 21c aufgrund der größeren Empfindlichkeit gegen Taktschwankungen auch noch die Schwierigkeiten bei der Erzeugung eines genauen Taktes hinzukommen. Daraus geht hervor, daß bei der praktischen Realisierung eines Regenerativverstärkers die Impulsform und die Bandbreite B_G so gewählt werden müssen, daß bei mittlerer Störleistung und mittlerer Augenöffnung U_{Auge} die zeitliche Öffnung des Auges t_{Auge} nicht zu klein wird und somit der technische Aufwand für die Taktaussiebung in Grenzen gehalten werden kann. Im Zeitregenerator soll das Ausgangssignal u_Z des Amplitudenregenerators, dessen Impulse in der Breite zeitlich schwanken, so geformt werden, daß alle Symbole wieder die Solldauer $T'_S \approx T_S$ haben. Dazu wird das Signal $u_Z(t)$ abgetastet, wobei jede "1" einen Impuls auslöst, dessen Dauer mit Hilfe des Taktsignals u_T auf den Sollwert T'_S gebracht wird. Da die Sendeimpulse etwa in der Symbolmitte des jeweiligen Impulses am Amplitudenregenerator beginnen, ist das Sendesignal gegenüber $u_Z(t)$ um $T'_S/2$ verzögert. Die Genauigkeit der zeitlichen Lage des Ausgangssignals ist also wesentlich von der Genauigkeit des Taktsignales u_T abhängig.

1.7.2 Störungen und Störabstand

Bei jeder Nachrichtenübertragung treten Störungen auf, die entweder im System selbst entstehen, wie das thermische Rauschen, oder die von außen in den Kanal eindringen, z.B. Niederfrequenzstörungen oder Signale von räumlich oder zeitlich benachbarten Kanälen (Nebensprecher). Teile dieser Störungen lassen sich zwar unterdrücken, wenn man die Bandbreite B_G optimal wählt. Völlig vermeiden kann man sie jedoch meist nicht.

Zur Charakterisierung der effektiv wirksamen Störung bildet man aus den Signalen am Ausgang des Empfangsfilters den Quotienten von Signalleistung zu Störleistung, der kurz Störabstand genannt wird. Bezeichnet man die Amplitude (Spitze-Spitze) des Signals u_I am Ausgang des Empfangsfilters mit A_I und die maximale Störamplitude (einfacher Spitzenwert) mit $V_{I,\,max}$, so gilt für die Leistungen:

$$S_I = f_I(A_I\,,\ B_G) \qquad \text{(Signalleistung)}$$

(49)

$$N_I = h_I(V_{I,\,max}\,,\ B_G) \qquad \text{(Störleistung)}$$

Die Funktion f_I wird bestimmt durch die Form der Sendeimpulse, die Flanke des Empfangsfilters (Impulsform) und die Häufigkeit der "1" im Signal. Die Funktion h_I wird bestimmt durch die Form der nach dem Empfangsfilter auftretenden (deterministischen) Störungen. Zur Vereinfachung sollen im folgenden einige ideale Impulsformen und einige idealisierte deterministische Störsignale angenommen werden.

Sind die Funktionen f_1 und h_I bekannt, so kann der Störabstand berechnet werden:

$$\frac{S_I}{N_I} = \frac{f_I(A_I, B_G)}{h_I(V_{I,\,max}, B_G)}$$

(50) oder

$$Q_I = 10 \lg \left(\frac{S_I}{N_I}\right) \text{dB}$$

Aus Bild 21 geht hervor, daß Störamplituden $V_{I,\,max}$, die kleiner sind als die halbe Augenöffnung U_{Auge}, sicher keine Übertragungsfehler verursachen, wenn die Schwellenspannung U_{Sch} und der Abtastzeitpunkt optimal gewählt werden. Für den Störabstand bedeutet dies, daß eine Übertragung sicher störungsfrei ist, wenn ihr Störabstand oberhalb des Grenzwertes

(51) $$\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} = \frac{f_I(A_I, B_G)}{h_I(U_{Auge}/2, B_G)}$$

liegt. (Der Einfachheit halber soll angenommen werden, daß die Übertragung auch dann noch störungsfrei ist, wenn der tatsächliche Störabstand mit dem Grenzstörabstand übereinstimmt.)

Ein Übertragungssystem ist also gegen ein bestimmtes Störsignal umso störunempfindlicher, je kleiner sein Grenzstörabstand ist. Setzt man voraus, daß die Signale u_I am Ausgang des Empfangsfilters näherungsweise voll einschwingen, so kann die Augenöffnung U_{Auge} durch A_I ersetzt werden.

Tabelle 2 zeigt den Grenzstörabstand für einige einfache Signalformen, wobei angenommen wurde, daß die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten einer "1" und einer "0" gleich groß ist. Die berechneten Zahlenwerte zeigen, daß bei gleicher Signalleistung und

Tabelle 2: Grenzstörabstand verschiedener Impulsformen bei periodischen Störungen und Nebensprechstörungen durch benachbarte PCM-Kanäle

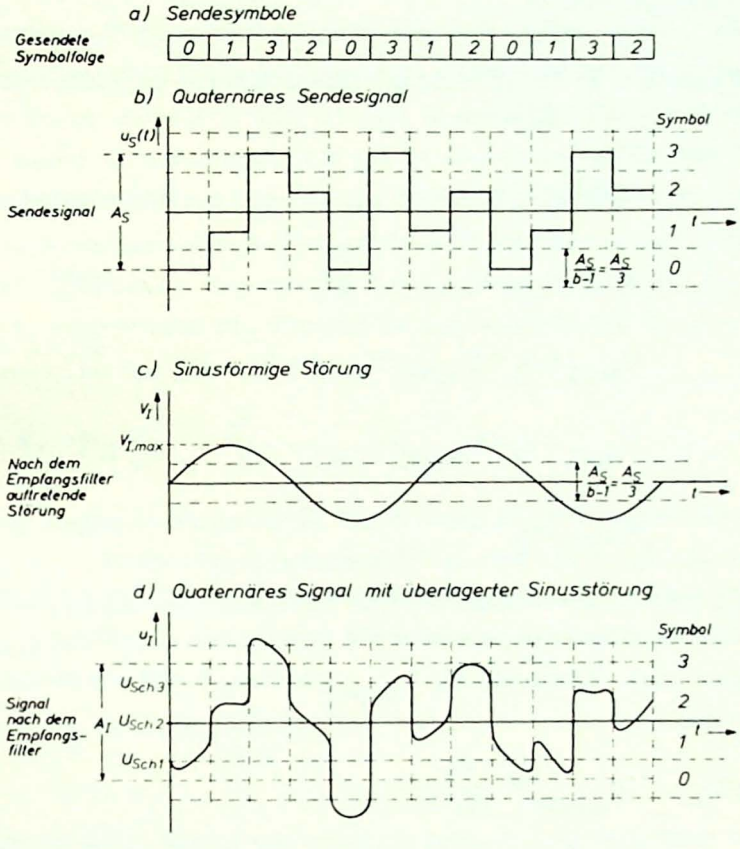
Signalform / Signalleistung	Bipolares Rechtecksignal $S_I = \frac{1}{4} A_I^2$		Unipolares Rechtecksignal $S_I = \frac{1}{2} A_I^2$		Bipolares Cosinus-Quadrat-Signal $S_I = \frac{3}{32} A_I^2$	
Grenzstörabstand	$\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr}$	Q_I / dB	$\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr}$	Q_I / dB	$\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr}$	Q_I / dB
Sägezahn-Störung $N_I = \frac{1}{3} V_{I,max}^2$	3	4,8	6	7,8	$\frac{9}{8}$	0,55
Sinus-Störung $N_I = \frac{1}{2} V_{I,max}^2$	2	3	4	6	$\frac{3}{4}$	-1,25
Unipolare Störung $N_I = \frac{1}{2} V_{I,max}^2$	2	3	4	6	$\frac{3}{4}$	-1,25
Bipolale Störung $N_I = V_{I,max}^2$	1	0	2	3	$\frac{3}{8}$	-4,25

gleicher Störeinwirkung die Störleistung bei einer unipolaren Übertragung nur halb so groß sein darf wie bei einer bipolaren. Dies ist verständlich, wenn man berücksichtigt, daß die unipolaren Signale einen Gleichstromanteil enthalten, der zur Unterscheidung

der übertragenen Information keinen Beitrag leistet. Wie man an den Formeln von Tabelle 2 unschwer erkennt, ist für gleiches A_I die Signalleistung des unipolaren Signals doppelt so groß, während die cosinusquadratförmigen Signale nur 3/8 der Leistung der bipolaren Rechtecksignale benötigen, so daß ihr Grenzstörabstand um 4,25 dB niedriger liegt. Die geringste Signalleistung benötigen sehr schmale bipolare Nadelimpulse, deren Impulsbreite gegenüber der Symboldauer T_S sehr klein ist. Trotz des sehr geringen Grenzstörabstandes sind solche Symbolformen aber für die Übertragung nicht geeignet, da sie eine sehr große Bandbreite benötigen, was ein starkes Anwachsen der Störleistung zur Folge hat. Außerdem reicht bei dieser Signalform eine geringe zeitliche Verschiebung des Abtasttaktes bereits aus, um die Übertragung total zu stören. Im Grenzstörabstand werden diese Zusammenhänge allerdings nicht berücksichtigt, da er nur eine Aussage darüber liefert, wie gut eine bestimmte Signalform in der Lage ist, eine charakteristische Störung zu unterdrücken.

Von den Störungen her gesehen zeigt sich, daß die sägezahnförmigen Störungen am "gefährlichsten" sind, d.h. daß sie für eine fehlerfreie Übertragung bei gleicher Störleistung und vergleichbaren Übertragungsbedingungen eine größere Signalleistung erfordern als die übrigen behandelten Störungen. An zweiter bzw. dritter Stelle folgen die sinusförmigen und die unipolaren Störungen, während sich die bipolaren Störsignale als relativ unkritisch erweisen. So darf z.B. bei einer Übertragung mit bipolaren Rechtecksignalen die Störleistung nahezu genauso groß sein wie die Signalleistung. Bei einer bipolaren Übertragung mit cosinusquadratförmigen Signalen darf die Störleistung sogar nahezu um den Faktor 8/3 über der Signalleistung liegen.

Bild 22 zeigt ein Beispiel für die Übertragung eines quaternären Sendesignals $u_S(t)$ mit den Sendesymbolen "0", "1", "2" und "3" (b = 4). (b ist die Stufenzahl oder Wertigkeit des digitalen Signals. Sie gibt an, wieviele verschiedene Sendesymbole die Übertragung umfaßt.) Der Regenerator tastet den Signalverlauf $u_I(t)$ am Aus-



e) Vergleich der gesendeten und empfangenen Symbolfolge

Detektierte Symbolfolge	0	1	3	2	0	3	1	2	0	1	3	2
Gesendete Symbolfolge	1	2	3	2	0	2	1	3	1	1	2	2
Fehlerhafte Symbole	F	F				F		F	F		F	

Bild 22: Übertragung eines quaternären Sendesignals

gang des Empfangsfilters mit der Taktfrequenz $f_S' = 1/T_S'$ ab und entscheidet mit Hilfe von Amplitudenschwellen U_{Sch1}, U_{Sch2}, U_{Sch3} darüber, welches Symbol er empfangen hat. Die Einstellung der Schwellen wird dabei so vorgenommen, daß die einzelnen Symbole auch bei Störungen möglichst gut unterscheidbar sind (siehe Tabelle 3).

Tabelle 3: Einstellung der Schwellwerte bei quaternären Signalen

Amplitudenbereiche	empfangenes Symbol
$u_I < U_{Sch1}, (U_{Sch1} = -\frac{A_I}{3})$	"0"
$U_{Sch1} \leq u_I < U_{Sch2}, (U_{Sch2} = 0)$	"1"
$U_{Sch2} \leq u_I < U_{Sch3}, (U_{Sch3} = +\frac{A_I}{3})$	"2"
$U_{Sch3} \leq u_I$	"3"

Ist dem empfangenen Signal eine Störung überlagert, so detektiert der Amplitudenregenerator die Signale nur dann richtig, wenn die maximale Störamplitude $V_{I,\,max}$ kleiner bleibt als die halbe Stufenhöhe:

$$V_{I,\,max} \leq \frac{A_I}{2(b-1)} \tag{52}$$

Für den Grenzstörabstand gilt dabei:

$$\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} = \frac{f_I(A_I,\ B_G)}{h_I\left(\frac{A_I}{2(b-1)},\ B_G\right)} \tag{53}$$

Bild 22d zeigt das durch ein Sinussignal gestörte quaternäre Signal. Da die maximale Amplitude der Störung $V_{I,\,max}$ größer ist als die halbe Stufenhöhe, wird eine große Zahl von Sendesymbolen falsch detektiert (siehe Bild 22e).

1.7.3 Störungen durch weißes Rauschen

Im folgenden soll untersucht werden, welchen Einfluß weißes, gaußsches Rauschen auf die Übertragung hat. Obwohl weißes Rauschen in reiner Form nur selten auftritt, gibt es doch eine Reihe von Störquellen, deren Störprozesse recht gut durch weißes, gaußsches Rauschen angenähert werden können. Hinzu kommt, daß die Eigenschaften dieses Prozesses eine mathematische Behandlung vieler Probleme sehr erleichtern. Bei weißem Rauschen ist die gesamte Störleistung N_I proportional zur Bandbreite des betrachteten Übertragungskanals, so daß gilt:

$$N_I = N_O \, B_G \tag{54}$$

N_O ist die Rauschleistungsdichte der Störung mit der Dimension Watt pro Hz. Für die Wahrscheinlichkeit p, daß die Amplitude der Störung zu irgendeinem Zeitpunkt eine bestimmte Amplitude E überschreitet, gilt:

$$p = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{E}{\sqrt{2\,N_I}}\right)\right] \tag{55}$$

Die Funktion erf(x) wird Fehlerintegral genannt. Sie wird definiert durch die Gleichung

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-z^2}\, dz \tag{56}$$

Eine tabellarische Darstellung dieser Funktion findet man in vielen Handbüchern und mathematischen Tabellenwerken, u.a. auch in [10]. Aus Gl. (55) geht hervor, daß bei gaußverteilten Störungen jede beliebig große Störamplitude auftreten kann, wenn auch die Wahrscheinlichkeit für ihr Auftreten sehr klein ist.

Die Angabe einer maximalen Störamplitude ist deshalb bei diesem Störprozeß nicht möglich, statt dessen ersetzt man bei den Gln. (49) und (50) $V_{I,\,max}$ durch den Effektivwert des Störsignals, so daß die Funktion h_I die einfache Form von Gl. (54) annimmt.

Bei einer binären Übertragung läßt sich die Wahrscheinlichkeit, daß ein bestimmtes Symbol falsch detektiert wird, mit Hilfe von Gl. (55) berechnen, wenn man anstelle der Amplitude E die Amplitudendifferenz zwischen der Signalamplitude zum Abtastzeitpunkt und der Schwellenspannung U_{Sch} einsetzt. Im allgemeinen ist dies ein recht schwieriges Unterfangen, da sich die Amplituden der einzelnen Symbole alle unterscheiden. Eine Näherung für die mittlere Fehlerwahrscheinlichkeit erhält man jedoch, wenn man für alle Amplituden die halbe Augenöffnung $U_{Auge}/2$ einsetzt, wobei man annimmt, daß alle Symbole in der Symbolmitte abgetastet werden. Da die tatsächlichen Amplituden aber bei vielen Symbolen größer sind als $U_{Auge}/2$, ist die mittlere Fehlerwahrscheinlichkeit sicher kleiner als der Wert der rechten Gleichungsseite:

$$(57) \qquad p < \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{U_{Auge}/2}{\sqrt{2N_I}}\right)\right]$$

Falls die Bandbreite relativ groß ist, so daß die Amplituden gut einschwingen, kann man die Signalamplituden näherungsweise durch die Amplitude A_I ersetzen und erhält so die Ungleichung:

$$p \geqslant \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{A_I/2}{\sqrt{2\,N_I}}\right)\right] \tag{58}$$

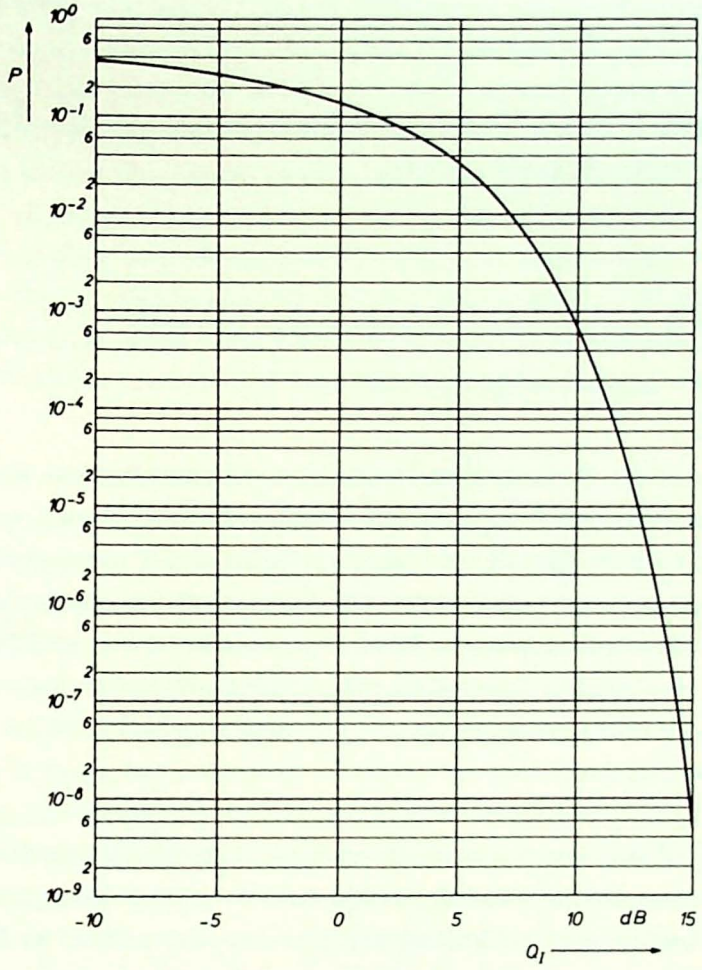


Bild 23: Symbolfehlerwahrscheinlichkeit einer binären PCM-Übertragung als Funktion des Kanalstörabstandes Q_I

Bei einer angenommenen Übertragung mit bipolaren Rechteck-Signalen kann man A_I durch die Leistung S_I nach Tabelle 2 und diese durch den Störabstand nach Gl. (50) ersetzen:

$$(59) \qquad p \geqslant \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{S_I}{2N_I}}\right)\right] = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 10^{Q_I/20}\right)\right]$$

Bild 23 zeigt die Fehlerwahrscheinlichkeit nach Gl. (59) als Funktion des Störabstandes Q_I.

1.8 *Decodierung, Synchronisierung und Signalrückgewinnung*

Auf der Empfangsseite werden im wesentlichen alle Signalumformungen und Operationen der Sendeseite noch einmal wiederholt, wobei die Signale die einzelnen Stufen in der umgekehrten Reihenfolge durchlaufen. Wegen der funktionellen Analogie der sende- und empfangsseitigen Einrichtungen können wir uns hier also auf eine geraffte Darstellung beschränken. Nach der Regenerierung wird das Empfangssignal $u'_S(t)$ umgesetzt in das codierte PCM-Signal $u'_C(t)$.

Auf die Signalrückumsetzung folgt dann die Decodierung, die das ankommende PCM-Signal u'_C wieder in ein pulsamplitudenmoduliertes (PAM)-Signal $u'_K(t)$ rückverwandelt. Dabei muß der Decodierer jeweils alle Codesymbole, die zu einem Wort gehören, kennen, ehe er den entsprechenden PAM-Wert abgeben kann (Serien-Parallel-Wandlung). Der Empfänger muß zu diesem Zweck fest-

stellen können, welches Symbol aus der ankommenden Folge (Bitstrom) jeweils den Anfang eines Wortes darstellt. Wenn ihm z.B. bekannt ist, welche Stelle im PCM-Wort das erste übertragene Symbol einnahm, so kann er mit Hilfe einer Zählschaltung die Lage aller anderen Symbole bestimmen. Praktisch ist diese Methode jedoch nur begrenzt anwendbar, da jeder Zählfehler zur Folge hat, daß alle folgenden Codeworte falsch decodiert werden. Eine andere Möglichkeit zur Lösung dieses Problems ist die Blocksynchronisation. Bei diesem Verfahren werden im Sender beispielsweise 31 Codeworte zu einem Block zusammengefaßt, der bei einer Codewortlänge von 8 bit aus 248 Symbolen besteht. An jedem Blockanfang werden nun noch einige Codesymbole hinzugefügt (z.B. ein Wort mit 8 Symbolen und zwar bei jedem Blockanfang), wodurch die Symboldauer T_S für alle Symbole etwas verkürzt werden muß.

Die zusätzlichen Symbole, die dem Empfänger bekannt sind, werden Synchronisierkombination genannt. Ihre Aufgabe besteht darin, dem Empfänger den Blockanfang zu markieren. Dieser enthält eine Zählschaltung, die jedes Codesymbol erfaßt und nach den 248 Informationssymbolen prüft, ob die folgenden Symbole mit der ihm bekannten Synchronisierkombination übereinstimmen. Ist dies der Fall, so wird die Prüfung der Synchronisierkombination erst wieder nach 248 Symbolen wiederholt. Entsprechen die ersten 8 Codesymbole am Blockanfang jedoch nicht der Synchronisierkombination, so prüft der Empfänger alle Symbole systematisch durch, bis er eine Symbolfolge findet, die der Synchronisierkombination entspricht und einen neuen Blockanfang markiert. Zeigt die Überprüfung der Synchronisierkombination am folgenden Blockanfang, daß auch diese Spur falsch ist, so wiederholt sich der Vorgang so lange, bis der Empfänger die richtige Synchronisationsspur gefunden

hat. Ist der Synchronismus erst einmal hergestellt, so kennt der Decodierer aufgrund des Zählerstandes den Anfang der Codeworte und kann so die entsprechenden PAM-Werte u'_K erzeugen.

War das Nachrichtensignal kompandiert, so folgt auf den Decodierer ein Expander mit der inversen Kompressorkennlinie, an dessen Ausgang das expandierte PAM-Signal u'_A auftritt.

Die Quantisierung der Abtastwerte kann selbstverständlich nicht mehr rückgängig gemacht werden, da der Empfänger keinerlei Information über die tatsächliche Größe der ursprünglichen Abtastwerte besitzt, weshalb es auf der Empfangsseite kein Gegenstück zur Quantisierung gibt. Das Nachrichtensignal u'_N muß deshalb aus den empfangenen Abtastwerten rekonstruiert werden, wozu (ebenso wie bei der direkten Übertragung der PAM-Werte nach Abschnitt 1.2) ein Tiefpaß verwendet werden kann. Im Idealfall sind die Abtastimpulse sehr schmal, so daß sie näherungsweise durch Dirac-Impulse $\delta(t)$ beschrieben werden können, wie das auch für die Darstellung im Abschnitt 1.2 angenommen wurde. Geht man jedoch von der Annahme aus, daß die Abtastwerte durch schmale Rechteckimpulse der Breite $\Delta T = \alpha \cdot T_A$ dargestellt werden, so gilt für das Abtastsignal:

$$(61) \qquad u'_A(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} A_o \cdot \alpha \cdot si(\pi \nu \alpha) e^{j2\pi\nu f_A t} \cdot u'_N(t)$$

Der erste Teil dieses Ausdrucks beschreibt einen unmodulierten Puls nach Bild 24a, während der zweite die Höhe der jeweiligen Abtastimpulse bei einer Modulation angibt (Bild 24b). Wird z.B. ein Sinussignal

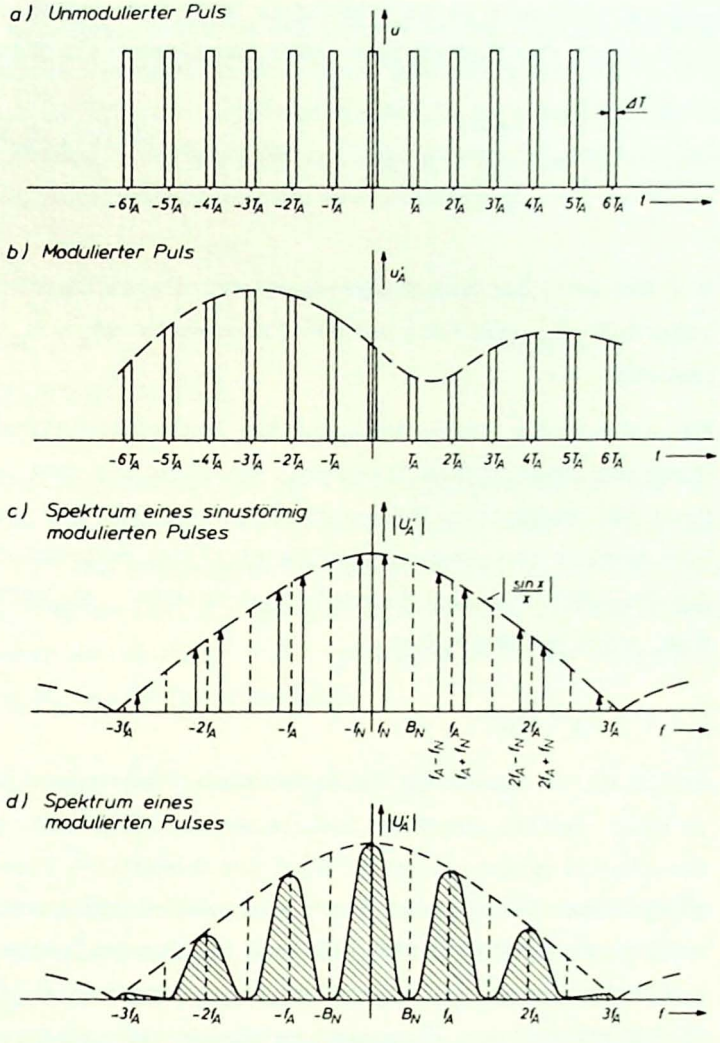


Bild 24: Pulse und ihre Spektren

$$u'_N = A_N e^{j2\pi f_N t} \tag{62}$$

übertragen, wobei die Quantisierungsverzerrungen und die Über-

tragungsstörungen vernachlässigbar klein sein sollen, so erscheint am Ausgang des Decodierers (oder Expanders) ein Signal der Form:

$$(63) \qquad u'_A(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} A_N A_o \cdot \alpha \cdot si(\pi \nu \alpha) e^{j2\pi(\nu f_A + f_N)t}$$

Bild 24c zeigt das Amplituden-Spektrum dieses Signals; es enthält außer bei $\pm f_N$ auch noch bei den Frequenzen $\nu f_A \pm f_N$ je eine Spektrallinie.

Ersetzt man die Sinusschwingung des Nachrichtensignals (Gl. (62)) durch ein ausgedehntes Spektrum, so erhält man das Gesamt-Spektrum des modulierten Pulses entsprechend Bild 24d. Es ist auch hier deutlich zu erkennen, daß die einzelnen Seitenbänder nur dann mit dem Spektrum des Nachrichtensignals $(0 \ldots B_N)$ übereinstimmen, wenn die Bedingung

$$f_A \geqslant 2f_N$$

erfüllt ist, da sich sonst die Seitenbänder überlappen, was zur Folge hätte, daß die einzelnen Spektralanteile nicht mehr getrennt werden könnten (siehe Gl. (10)). Wird der modulierte Puls mit einem Tiefpaßfilter demoduliert, so muß seine Grenzfrequenz B_K so gewählt werden, daß am Filterausgang nur das Nachrichtensignal (nulltes Seitenband) erscheint. Abhängig vom Tastverhältnis α überlagert sich dem Spektrum des Nachrichtensignals aber noch eine si-Funktion, die die hohen Frequenzen zusätzlich dämpft. Je kleiner α gewählt wird, desto geringer wird dieser störende Einfluß. Leider wird mit fallendem Tastverhältnis auch gleichzeitig die gesamte Amplitude des Nachrichtensignals u'_N kleiner, so daß α nicht beliebig klein gemacht werden kann (siehe Gl. (63)). Läßt

man die Übertragungsfunktion des demodulierten Tiefpasses jedoch mit wachsender Frequenz in dem Maße ansteigen, in dem die si-Funktion der Gl. (63) die Amplituden dämpft, so kann damit die lineare Verzerrung, die durch die endliche Breite des Abtastimpulses entsteht, kompensiert werden (Preemphase).

1.9 *Übertragungsqualität*

Die Quantisierungsgeräusche, die Übertragungsfehler und die unvollkommene Realisierung der einzelnen Stufen eines Systems haben zur Folge, daß das empfangene Nachrichtensignal $u'_N(t)$ von dem gesendeten $u_N(t)$ abweicht. Ein geeignetes Kriterium zur Charakterisierung dieser Abweichung ist der quadratische Fehler oder die Störleistung N'_N des Differenzsignals:

$$N'_N = \frac{1}{T_g} \int_{T_g} [u'_N(t) - m u_N(t - T_o)]^2 \, dt \tag{64}$$

T_g bezeichnet dabei die gesamte Übertragungsdauer, während der Faktor m eine Verstärkung oder Dämpfung des Systems berücksichtigt. T_o ist die gesamte Signallaufzeit des Übertragungssystems. Zusammen mit der Signalleistung S'_N am Ausgang des Systems kann aus der Störleistung N'_N der Störabstand

$$Q'_N = 10 \lg \frac{S'_N}{N'_N} \, \text{dB} \tag{65}$$

berechnet werden.

Sind mit Ausnahme der Quantisierungsgeräusche alle übrigen Störeinflüsse vernachlässigbar, so ist der Störabstand Q'_N mit dem Quantisierungsgeräuschabstand identisch:

$$Q'_N = Q_Q$$

Für eine "ideal" kompandierte Übertragung mit n = 7 bit pro Abtastwert kann in diesem Fall der Störabstand über die Gl. (25) bestimmt werden:

$$\frac{S'_N}{N'_N} \approx \frac{S_Q}{N_Q} = 16\,383 \mathrel{\hat{=}} 42,14 \text{ dB} \tag{67}$$

Der Einfluß der Übertragungsstörungen ist z.B. in [1] und [12] behandelt. Für den Störabstand am Ausgang des Systems findet man dabei die einfache Formel (ausschließlicher Einfluß der Übertragungsstörungen):

$$Q'_N = 10 \lg \frac{1 - 4p(1-p)}{4p\,(1-p)} \tag{68}$$

Auf eine Ableitung dieser Beziehung soll hier verzichtet werden. Gl. (68) ist gültig für einen gewöhnlichen Binärcode (siehe Abschnitt 1.5), dessen Codeworte alle mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten. p ist die Wahrscheinlichkeit, daß bei der Übertragung ein binäres Symbol gestört wurde. Sie läßt sich bei weißem Rauschen und bekanntem Kanalstörabstand mit Hilfe der Gl. (59) bestimmen.

Für Vergleiche verschiedener Modulationsverfahren mit unterschiedlicher Übertragungsbandbreite ist der auf B_N bezogene Störabstand

$$(69) \qquad Q_B = 10 \lg \frac{S_I}{N_o \cdot B_N} = 10 \lg \frac{S_I}{N_o \cdot B_G} \cdot \frac{B_G}{B_N} = Q_I + 10 \lg \frac{B_G}{B_N}$$

besser geeignet als die Störabstandsdefinition Q_I nach Gl. (50), weil es bei Systemvergleichen darauf ankommt, den Ausgangsstörabstand Q'_N bei konstantem Verhältnis der Signalleistung S_I zur Rauschleistungsdichte N_o zu vergleichen. Damit das Verhältnis S_I/N_o dimensionslos wird, multipliziert man den Nenner zweckmäßigerweise mit einer Frequenz, z.B. B_N, deren Wert bei allen zu vergleichenden Systemen übereinstimmt.

Bild 25 zeigt den Störabstand Q'_N am Ausgang des PCM-Systems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes Q_B für verschiedene Codewortlängen n. Bei sehr schwachen Störungen (große Werte von Q_B) wird Q'_N im wesentlichen durch das Quantisierungsgeräusch bestimmt, was zur Folge hat, daß Q'_N in diesem Bereich unabhängig von Q_B ist und konstant bleibt ($Q'_N \approx Q_Q$). Unterhalb eines charakteristischen Wertes, den man Schwellenstörabstand nennt, fällt der Störabstand Q'_N jedoch steil ab. Man erkennt, daß ein Betrieb weit unterhalb des Schwellenstörabstandes (3 dB-Schwelle) nicht sinnvoll ist, da in diesem Fall mit einer kleineren Codewortlänge n bei geringerer Bandbreite B_G und geringerem technischem Aufwand ein größerer Störabstand Q'_N am Ausgang des Systems erreicht werden könnte.

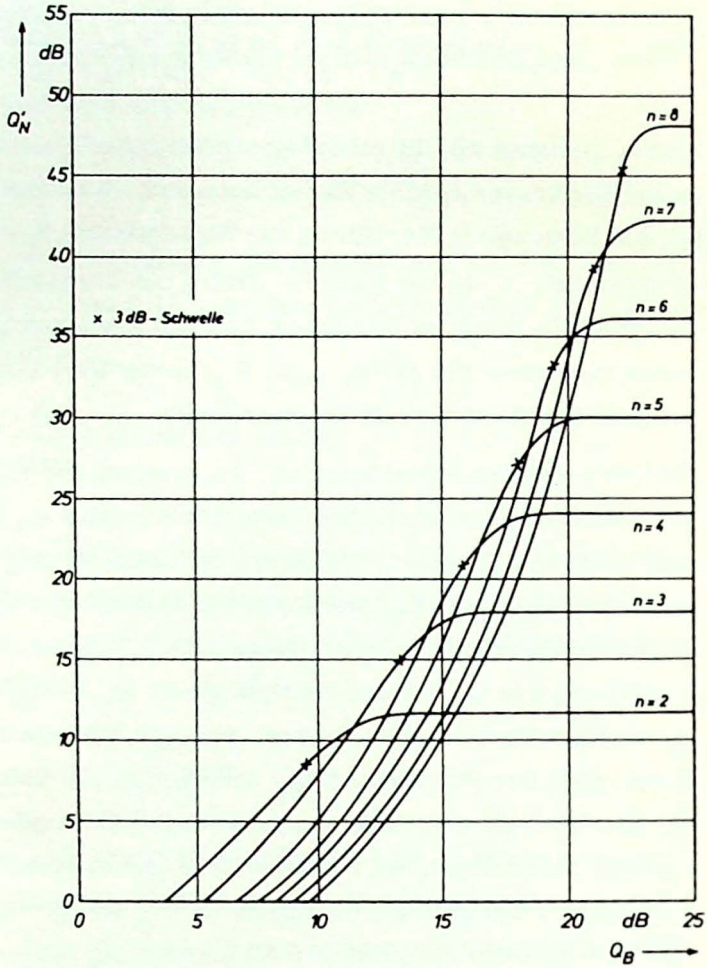


Bild 25: Störabstand Q'_N am Ausgang eines PCM-Systems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes Q_B

1.10 *Zeitmultiplexverfahren*

In den vorangegangenen Abschnitten wurde die grundsätzliche Wirkungsweise der PCM-Übertragung für den einfachsten Fall, nämlich die Übertragung eines einzigen Nachrichtensignals, erläutert.

Die Übertragungstechnik hat aber auch noch die sehr wesentliche Aufgabe der Bündelung und gleichzeitigen Übertragung mehrerer Nachrichtenkanäle. Bei den kontinuierlichen Modulationsverfahren AM und FM geschieht dies meist mit Hilfe des Frequenzmultiplexverfahrens.

Bei dieser Methode (Bild 26) werden z.B. die Frequenzbänder Δf_i der einzelnen analogen Nachrichtenkanäle mit Hilfe der Einseitenbandmodulation in andere Frequenzbereiche umgesetzt und als breitbandiges Gesamtsignal über ein Nachrichtensystem der Bandbreite

$$B_G \geq \sum_{i=1}^{i=k} \Delta f_i \tag{70}$$

übertragen. Auf der Empfangsseite wird das Signal mit Hilfe von Bandpässen der Bandbreite Δf_i wieder in die einzelnen Kanäle aufgeteilt. Bei den Pulsmodulationsverfahren und PCM ist zwar die Frequenzmultiplextechnik prinzipiell auch anwendbar, eine andere Art der Bündelung, nämlich die Zeitmultiplextechnik, ist hier aber in den meisten Fällen günstiger.

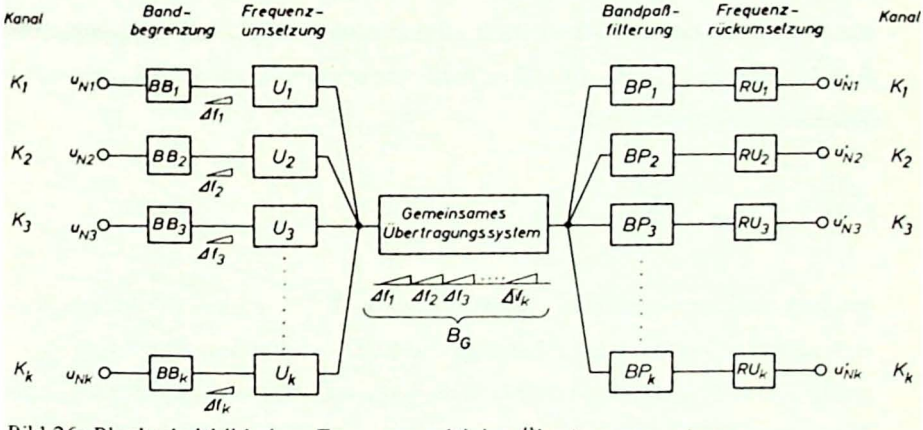


Bild 26: Blockschaltbild eines Frequenzmultiplex-Übertragungssystems

Die Zusammenfassung von k diskreten Nachrichtenkanälen im Zeitmultiplexverfahren geschieht durch die zeitliche Aneinanderreihung der einzelnen Kanäle.

Bild 27 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen PAM-Zeitmultiplexsystems, das im folgenden näher beschrieben werden soll.

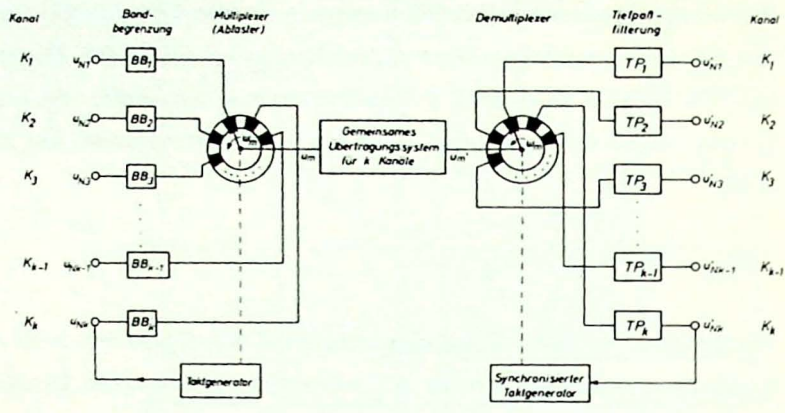


Bild 27: Blockschaltbild eines PAM-Zeitmultiplex-Übertragungssystems

Zuerst werden die Kanäle K_1 bis K_k bandbegrenzt und anschließend zeitlich nacheinander abgetastet, d.h. kurzzeitig an den gemeinsamen Übertragungskanal gelegt. Das einfachste Beispiel einer periodisch arbeitenden Abtasteinrichtung oder eines Multiplexers dieser Art ist ein mechanischer Drehschalter, dessen Kontaktarm mit der Winkelgeschwindigkeit

$$\omega_m = \frac{2\pi}{T_A} = 2\pi f_A \tag{71}$$

rotiert und während des Zeitintervalls ΔT_m eine Verbindung zwischen der gemeinsamen Leitung und den einzelnen Kanälen herstellt. Die Kontaktbank trägt k Segmente, die den Kanälen K_1 bis K_k zugeordnet sind. Die parallel anliegenden Analogspannungen der

einzelnen Kanäle (Bild 28a bis d) werden auf diese Weise sendeseitig abgetastet, wodurch eine serielle, zeitgestaffelte, amplitudenmodulierte Impulsfolge (PAM-Zeitmultiplex) gemäß Bild 28e entsteht, die über die gemeinsame Übertragungsleitung übertragen werden kann. Die Impulsdauer beträgt ΔT_m.

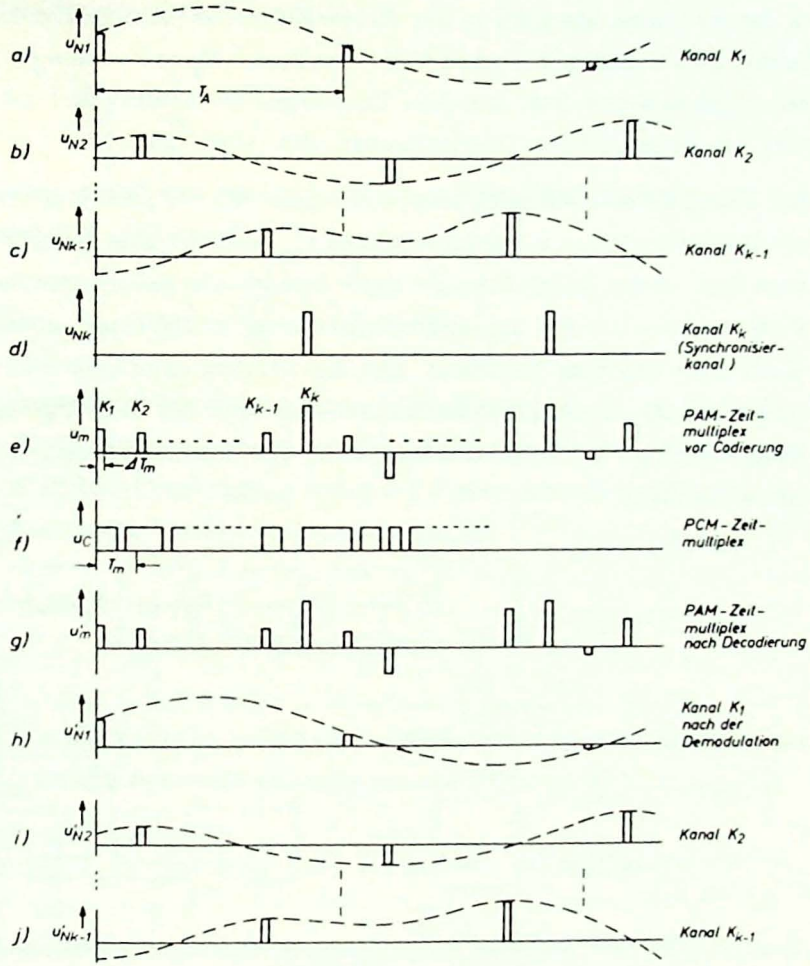


Bild 28: Signale eines PAM- und PCM-Zeitmultiplexsystems

Im Empfänger wird die ankommende PAM-Impulsfolge durch einen zum Sendedrehschalter identischen Drehschalter wieder auf die entsprechenden Kanäle K_1-K_k aufgeteilt (Bild 28h bis j). Eine anschließende Tiefpaßdemodulation stellt die analogen Nachrichtensignale wieder her (gestrichelte Hüllkurve). Der sende- und der empfangsseitige Drehschalter müssen während der Übertragungszeit sowohl in der Frequenz als auch in der Phase synchron miteinander laufen. Damit dies möglich ist, wird z. B. der Kanal K_k mit einem Synchronisierzeichen beschaltet, das dem Empfänger Aufschluß über die Stellung des sendeseitigen Drehschalters gibt (siehe Bild 27).

Bei einem PCM-Zeitmultiplexsystem nach Bild 29 geht man von der zeitlich gestaffelten PAM-Impulsfolge u_m am Ausgang des Multiplexers aus. In den PCM-Einrichtungen werden die Amplituden der PAM-Impulse wie bei einem Einkanalsystem quantisiert, codiert, übertragen und dann decodiert, nur daß hierbei sämtliche Einrichtungen k-mal so schnell arbeiten müssen. Bild 28f zeigt das Ausgangssignal u_C des PCM-Codierers für ein Zeitmultiplexsystem mit k Kanälen.

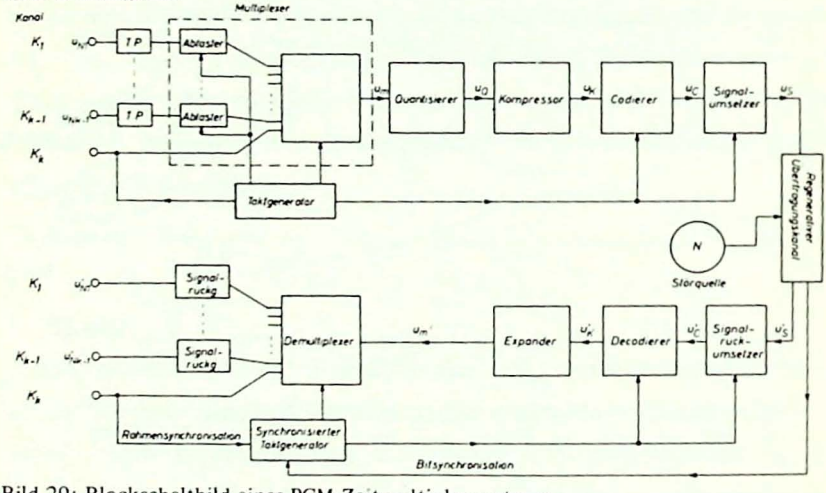


Bild 29: Blockschaltbild eines PCM-Zeitmultiplexsystems

Die zeitliche Aufteilung des Abtastintervalls ist aus folgendem Beispiel zu ersehen, bei dem k = 32 Nachrichtenkanäle übertragen werden ("PCM-Grundsystem"). Jeder Nachrichtenkanal (Fernsprechkanal) mit einer höchsten zu übertragenden Frequenz von $B_N = 4$ kHz wird entsprechend dem Abtasttheorem mit $f_A = 8$ kHz abgetastet. Damit beträgt der Abstand T_A der Abtastwerte (man nennt T_A auch die Länge des Pulsrahmens):

$$T_A = \frac{1}{f_A} = 125\ \mu s \tag{72}$$

Für den zeitlichen Abstand zwischen zwei PAM-Impulsen gilt demnach bei k = 32 Kanälen

$$T_m = \frac{T_A}{k} = \frac{125}{32}\ \mu s = 3,91\ \mu s \tag{73}$$

T_m entspricht der Dauer eines PCM-Kanals. In dieser Zeit müssen die PAM-Impulse codiert werden. Bei einer binären "Non Return to Zero"(NRZ)-Übertragung mit n = 8 Codesymbolen pro Codewort beträgt dann die Dauer eines Codesymbols:

$$\Delta T_m = \frac{T_m}{n} = \frac{T_A}{n \cdot k} = \frac{1}{f_A \cdot n \cdot k} = 489\ ns \tag{74}$$

ΔT_m nennt man die Dauer eines PCM-Symbols. Der Kehrwert von ΔT_m ist die Symbolfolgefrequenz oder "Bitrate":

$$f_m = \frac{1}{\Delta T_m} = f_A \cdot n \cdot k = 2,048 \cdot 10^6\ \text{Symbole/s} \tag{75}$$

Die theoretisch notwendige Bandbreite, die der Übertragungskanal besitzen muß, beträgt nach dem I. Nyquist-Kriterium

(76) $$B_G = \frac{f_m}{2} = 1,024 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

Das Prinzip des Zeitmultiplexverfahrens kann auch auf die zeitliche Verschachtelung von mehreren PCM-Zeitmultiplexsystemen zu Systemen höherer Ordnung ausgedehnt werden. Z.B. ist es möglich, vier 32-Kanal-Systeme zu einem 128-Kanal-System zusammenzufassen. Die Dauer der einzelnen PCM-Symbole muß dabei gegenüber der Grundsystem auf ein Viertel reduziert werden, wodurch die Symbolfolgefrequenz auf dem Übertragungskanal auf das Vierfache ansteigt.

1.11 *Störabstand und Bandbreite bei PCM*

Eine ausführliche informationstheoretische Betrachtung der Pulscodemodulation würde die Einführung von Begriffen aus der Wahrscheinlichkeitsrechnung erfordern. Um dies zu vermeiden, wird bei der folgenden Betrachtung von der vereinfachenden Annahme ausgegangen, daß der Übertragungskanal nur durch deterministische Störungen (z.B. Störungen nach Tab. 2) der maximalen Amplitude $V_{I,\,max}$ gestört wird, so daß sich alle Größen erheblich vereinfacht darstellen lassen, ohne daß dabei die wesentlichen Zusammenhänge verändert werden.

1.11.1 Nachrichtenmenge

Als Nachrichtenmenge eines Signals bezeichnet man die Anzahl der Binär-Symbole, die zu seiner Darstellung notwendig sind. Beträgt

die gesamte Dauer eines auf f_N bandbegrenzten Nachrichtensignals T_N, so benötigt man für seine Darstellung mindestens

$$(77) \qquad Z_N = \frac{T_N}{T_A} = T_N \cdot f_A = T_N \cdot 2f_N$$

Abtastwerte. Wird jeder Abtastwert quantisiert und durch binäre Codeworte der Länge n dargestellt, so gilt für die Nachrichtenmenge:

$$(78) \qquad I_N = Z_N \cdot n = 2 f_N \cdot T_N \cdot n$$

Löst man Gl. (39) nach n auf und setzt b = 2 (binäre Codierung), so kann man für die Nachrichtenmenge auch schreiben (s = Anzahl der Quantisierungsstufen):

$$(79) \qquad I_N = 2 \cdot f_N \cdot T_N \cdot \mathrm{ld}\, s \quad \text{bit}$$

Diese wichtige Beziehung geht auf Hartley [3] zurück. Sie gibt an, wieviele binäre Codesymbole zur Darstellung eines bandbegrenzten und quantisierten Signals mindestens benötigt werden.

Sie gilt auch dann, wenn der duale Logarithmus von s keine ganze Zahl ist. Die Dimension von I_N ist 1 (dimensionslos). Zur Kennzeichnung des benutzten dualen Logarithmus wird aber meist die Hinweis-Einheit bit hinzugefügt.

Nach Gl. (79) haben zwei quantisierte Signale verschiedener Stufenzahlen, verschiedener Bandbreiten und verschiedener Dauer gleiche Nachrichteninhalte, wenn das Produkt aus diesen drei Größen übereinstimmt.

Durch Speicherung und Umcodierung muß es also möglich sein, ein gegebenes quantisiertes Signal u_Q in ein anderes $\tilde{u}_Q$ zu überführen, ohne daß dabei Information verloren geht ($I_N = \tilde{I}_N$), was bedeutet, daß das ursprüngliche Signal u_Q auch aus dem neuen Signal $\tilde{u}_Q$ vollständig rekonstruiert werden kann. Bild 30 veranschaulicht diesen Zusammenhang, wobei I_N als Volumen eines Quaders mit den Seiten T_N, f_N und $2 \cdot \mathrm{ld}\, s$ dargestellt wird.

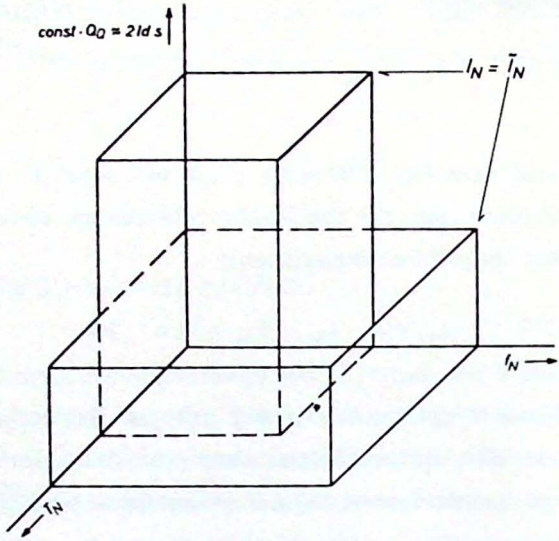


Bild 30: Darstellung eines Signals u_Q mit dem Nachrichteninhalt I_N durch ein anderes Signal $\tilde{u}_Q$ mit demselben Nachrichteninhalt $\tilde{I}_N$

Geht man davon aus, daß das quantisierte Signal aus einem Analogsignal hervorgegangen ist, so kann man die dritte Quaderseite $2 \cdot \mathrm{ld}\, s$ auch als Geräuschabstand interpretieren, da nach Gl. (25) und (26) für $s^2 \gg 1$ gilt:

$$(80) \qquad 2\,\mathrm{ld}\, s = \frac{1}{\lg 2} \lg s^2 \approx \frac{1}{\lg 2} \cdot \frac{10}{10} \lg \left(\frac{S_Q}{N_Q}\right) = \frac{1}{10 \lg 2} Q_Q$$

Umfaßt das Alphabet der über einen Kanal übertragenen Signale b verschiedene Codesymbole, so ist im Mittel jedes übertragene Symbol durch ld b binäre Zeichen darstellbar.

Während der Übertragungszeit $T_ü$ ist somit die Nachrichtenmenge

$$(81) \qquad I_ü = \frac{T_ü}{T_S} \cdot \mathrm{ld}\, b \quad \text{bit}$$

übertragbar (T_S = Dauer eines Codesymbols).

Nach dem Nyquist-Kriterium können die Amplituden eines digitalen Signals am Ausgang des Übertragungskanals wieder vollständig hergestellt werden, wenn die Symbolfolgefrequenz $f_S = 1/T_S$ kleiner oder gleich der doppelten Bandbreite B_G des Übertragungskanals ist, so daß für die übertragene Nachrichtenmenge auch gilt:

$$(82) \qquad I_ü = 2B_G \cdot T_ü \cdot \mathrm{ld}\, b \quad \text{bit}$$

Wird der Kanal durch Störungen der maximalen Amplitude $V_{I,\,max}$ gestört, so muß bei störungsfreier Übertragung die Stufenzahl b die Ungleichung

$$(83) \qquad b \leqslant \frac{A_I}{2\,V_{I,\,max}} + 1$$

erfüllen (siehe Gl. (52)). Bezeichnet man die größte Stufenzahl, die diese Ungleichung gerade noch erfüllt, mit b_{max}, so gilt für die Nachrichtenmenge $I_{ü,\,max}$, die dieser Kanal in der Zeit $T_ü$ maximal übertragen kann:

$$(84) \qquad I_{ü,\,max} = 2 \cdot B_G \cdot T_ü \cdot \mathrm{ld}\, b_{max} \quad \text{bit}$$

Die größte Stufenzahl b_{max}, die der Empfänger gerade noch störungsfrei unterscheiden kann, ist demnach ein Maß für das Amplitudenauflösungsvermögen des Kanals und steht über Gl. (53) in Zusammenhang mit dem Grenzstörabstand.

Aus den obigen Beziehungen geht hervor, daß die Übertragungszeit, die Kanalbandbreite (gesamte Bandbreite B_G) und das Amplitudenauflösungsvermögen des Kanals bei einem gegebenen Übertragungsproblem untereinander austauschbar sind.

Satz:

Die Nachrichtenmenge, die ein Übertragungskanal maximal übertragen kann, wird durch den gegenseitigen Austausch von Bandbreite, Übertragungszeit und Amplitudenauflösungsvermögen (b_{max}) nicht verändert, solange das Produkt aus diesen drei Größen konstant ist.

Soll ein Übertragungskanal die Informationsmenge I_N übertragen können, so muß gelten:

(85) $$I_N \leq I_ü$$

Bei optimaler Dimensionierung, d.h. wenn die Kanalbandbreite B_G gleich der halben Symbolfolgefrequenz und $b = b_{max}$ ist, wird der Übertragungskanal voll ausgenützt, was bedeutet, daß I_N und $I_ü$ übereinstimmen. Macht man das Amplitudenauflösungsvermögen des Kanals ebenso groß wie die Stufenzahl des quantisierten Signals ($b_{max} =$ so erhält man den Sonderfall einer (quantisierten) PAM-Übertragung, für die bei optimaler Dimensionierung gilt:

(86) $$f_N \cdot T_N = B_G \cdot T_ü = K$$

Diese Beziehung ist das Zeitgesetz der elektrischen Nachrichtentechnik in der Fassung von K. Küpfmüller [6]. Es besagt, daß das Produk

aus der Übertragungszeit $T_ü$ einer Nachricht und der benötigten Kanalbandbreite B_G für jeden Nachrichtenkanal eine Konstante (K) ist, die bei optimaler Dimensionierung ($I_N = I_ü$) mit dem Produkt aus Signalbandbreite und Signaldauer übereinstimmt.

1.11.2 Banderweiterungsfaktor

Zur Charakterisierung des Bandbreitenaufwandes einer Übertragung benutzt man häufig das Verhältnis von Kanalbandbreite zu Signalbandbreite (Banderweiterungsfaktor):

$$J = \frac{B_G}{f_N} \tag{87}$$

Bei optimaler Dimensionierung ($I_N = I_ü$) findet man für J:

$$J = \frac{T_N \cdot \mathrm{ld}\, s}{T_ü \cdot \mathrm{ld}\, b_{max}} \tag{88}$$

Für $s = b_{max}$ ist der Banderweiterungsfaktor gleich dem Verhältnis von Nachrichtendauer T_N zu Übertragungszeit $T_ü$, was bedeutet, daß durch eine lange Übertragungszeit $T_ü$ Kanalbandbreite eingespart werden kann und umgekehrt, daß kurze Übertragungszeiten breitbandigere Kanäle erfordern.

1.11.3 Informationsfluß (Signalfluß)

Die pro Sekunde erzeugte oder übertragene Informationsmenge bezeichnet man als Informationsfluß.

$$I_ü^* = \frac{I_ü}{T_ü} = 2\, B_G \cdot \mathrm{ld}\, b \quad \frac{\mathrm{bit}}{\mathrm{sec}} \tag{89}$$

bzw.

$$(90) \qquad I_N^* = \frac{I_N}{T_N} = 2\, f_N \cdot \mathrm{ld}\, s \quad \frac{\mathrm{bit}}{\mathrm{sec}}$$

Bezieht man diesen maximalen Informationsfluß auf die dazugehörige Bandbreite, so erhält man eine Kanalkonstante, die von der Störungsstärke abhängig ist und deren Größe etwas über die Qualität des Übertragungskanals aussagt:

$$(91) \qquad I_ü^{**} = \frac{I_ü^*}{B_G} = 2 \cdot \mathrm{ld}\, b_{max}$$

Der normierte Informationsfluß ($I_ü^{**}$) gibt an, wieviele Nachrichteneinheiten (bit) ein Übertragungskanal pro Sekunde und pro Hz Kanalbandbreite bei optimaler Dimensionierung übertragen kann. Für Binärkanäle gilt z. B.:

$$(92) \qquad I_ü^{**} = 2 \; \frac{\mathrm{bit}}{\mathrm{Hz} \cdot \mathrm{sec}}$$

Bei sehr vielen Übertragungsproblemen, z. B. auch bei PCM, wird die Übertragungszeit $T_ü$ so gewählt, daß sie mit der Nachrichtendauer T_N übereinstimmt: $T_ü = T_N$. In diesen Fällen stimmen die Informationsflüsse I_N^* und $I_ü^*$ überein. Für den Banderweiterungsfaktor ergibt sich unter diesen Voraussetzungen:

$$J = \frac{\mathrm{ld}\, s}{\mathrm{ld}\, b}$$

oder

$$(93) \qquad s = b^J = b^{\left(\frac{B_G}{f_N}\right)} \quad , \qquad s, b \text{ ganzzahlig und größer } 2$$

Ersetzt man s durch den Quantisierungsgeräuschabstand, so nimmt diese Beziehung folgende Form an (siehe Gl. (25)):

$$(94) \qquad \frac{S_Q}{N_Q} = b^{2J} - 1 \quad \text{für} \quad s \geqslant 2, \text{ ganzzahlig bzw. } \frac{S_Q}{N_Q} \geqslant 3$$

Da wir hier von deterministischen Störungen ausgegangen sind, deren Störabstand über dem Grenzstörabstand liegt, wird der Störabstand Q'_N am Ausgang des Systems ausschließlich durch die Quantisierungsgeräusche bestimmt, so daß die linke Seite dieser Gleichung mit $\frac{S'_N}{N'_N}$ übereinstimmt.

Für $J > 1$ wird die Übertragungsbandbreite gegenüber der Bandbreite des Nachrichtensignals gedehnt und für $J < 1$ gepreßt, d.h., wenn man eine Verringerung des Störabstandes in Kauf nimmt, kann man Bandbreite einsparen.

Diese Tatsache führt uns auf folgenden Satz:

> Die Bandbreite und der Störabstand eines Übertragungskanals sind bei einem gegebenen Übertragungsproblem gegenseitig austauschbar.

Ausgehend von Gl. (94) können wir auch den Zusammenhang mit den Störungen auf dem Übertragungskanal herstellen, wenn wir eine optimale Ausnutzung des Übertragungskanals annehmen und b durch den Grenzstörabstand ersetzen. Wie sich leicht zeigen läßt, kann die mittlere Signalleistung eines b-stufigen Signals mit rechteckiger NRZ-Impulsform nach der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$(95) \qquad S_I = \frac{1}{2b}\left(\frac{A_I}{b-1}\right)^2 \cdot \left[1^2+3^2+5^2+\ldots+(b-1)^2\right], \quad b \text{ gerade}$$

oder

$$S_I = \frac{b+1}{b-1} \cdot \frac{A_I^2}{12}$$

Wird der Übertragungskanal z. B. durch ein Sinussignal der Leistung

$$N_I = \frac{1}{2} V_{I,\,max}^2$$

gestört, so gilt nach Gl. (52) und (95) für den Grenzstörabstand:

$$(96) \qquad \left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} = \frac{S_I}{\frac{1}{2} V_{I,\,max}^2} = \frac{S_I}{\frac{1}{2}\left(\frac{A_I}{2(b_{max}-1)}\right)^2} = \frac{2}{3}\left(b_{max}^2 - 1\right)$$

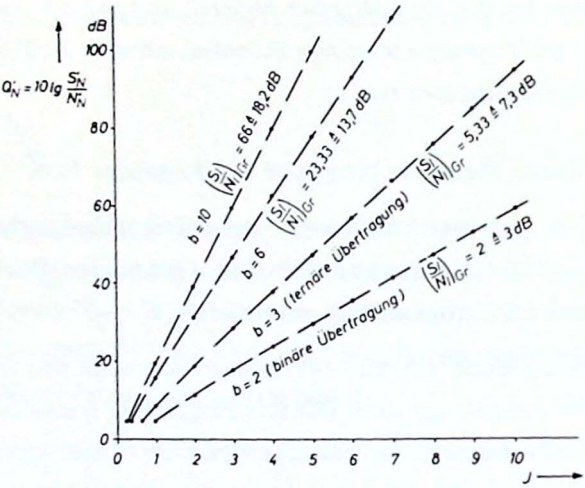


Bild 31: Störabstand am Ausgang eines Übertragungssystems, dessen Kanalstörung über dem Grenzstörabstand liegt, als Funktion der Banderweiterung J

Diese Beziehung macht deutlich, daß eine Vergrößerung der Stufenzahl den Grenzstörabstand vergrößert, was zur Folge hat, daß der Übertragungskanal empfindlicher gegen Störeinflüsse geworden ist

(siehe Abszisse von Bild 32). Nachdem die Vergrößerung der Stufenzahl bei einem gegebenen Übertragungsproblem automatisch eine Verkleinerung der Kanalbandbreite nach sich zieht (siehe Gl. (93)), ist diese Aussage ein Sonderfall des allgemeinen Satzes von der Austauschbarkeit von Bandbreite und Störabstand. Wird die Gl. (96) nach b_{max} aufgelöst und in die Gl. (94) eingesetzt, erhält man einen neuen Ausdruck, der zeigt, wie der Störabstand $\frac{S'_N}{N'_N}$ am Ausgang des Systems mit dem Banderweiterungsfaktor J und dem Störabstand auf dem Kanal zusammenhängen.

$$\frac{S'_N}{N'_N} = b_{max}^{2J} - 1 = \left[\frac{3}{2}\left(\frac{S_I}{N_I}\right)_{Gr.} + 1\right]^J - 1 \tag{97}$$

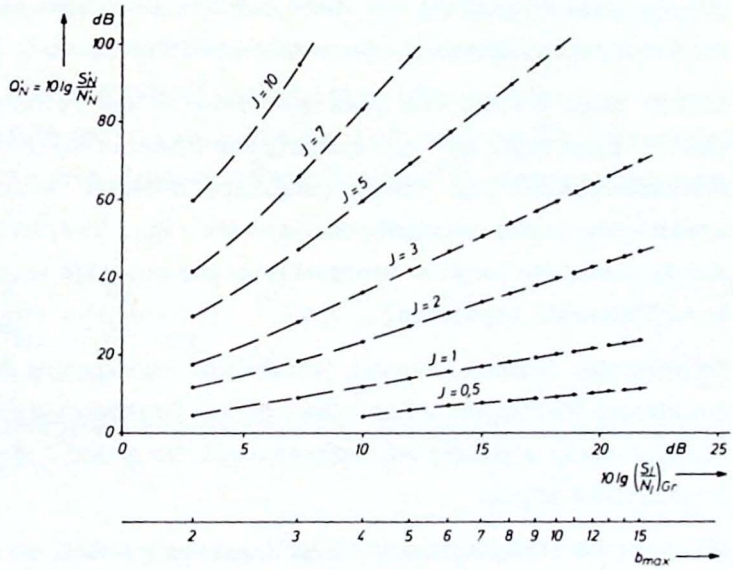


Bild 32: Störabstand eines optimal dimensionierten Übertragungssystems als Funktion des Grenzstörabstandes

Bild 31 zeigt den Störabstand am Ausgang eines Nachrichtensystems als Funktion der Banderweiterung J. Als Parameter dient die Anzahl der Amplitudenstufen b, die der Empfänger unterscheiden muß. Während der Zusammenhang zwischen $\frac{S'_N}{N'_N}$, b und J für eine störungsfreie Übertragung allgemein gültig ist, kann man für einen speziellen Kanal, entsprechend dem obigen Beispiel, und $b = b_{max}$ den Grenzstörabstand bestimmen, der der jeweiligen Stufenzahl b zugeordnet ist.

Es wird deutlich, daß der Störabstand am Ausgang des Systems umso größer ist, je größer die Stufenzahl b_{max} gewählt wird. Gleichzeitig mit der Stufenzahl wächst aber auch der Grenzstörabstand stark an. So darf z.B. bei einer zehnstufigen Übertragung der Kanalstörabstand nicht unter 18,2 dB fallen, wenn die Übertragung störungsfrei bleiben soll, während bei einer binären Übertragung der entsprechende Grenzstörabstand nur 3 dB beträgt. Das bedeutet, daß bei starken Kanalstörungen die Stufenzahl klein sein muß.

Bild 32 zeigt, wie bei dem gewählten Beispiel das Verhältnis von Signal- zu Störleistung $\frac{S'_N}{N'_N}$ am Ausgang des Systems als Funktion des Störabstandes auf dem Übertragungskanal ansteigt, wenn der Banderweiterungsfaktor konstant gehalten wird. Zum Vergleich wurde auf der Abszisse die zum Grenzstörabstand gehörige maximal mögliche Stufenzahl angegeben.

Es wird hier deutlich, daß der Störabstand am Ausgang des Systems bei kleinen Werten von J nur schwach vom Grenzstörabstand bzw. der Stufenzahl abhängig ist, während sich für große J eine starke Abhängigkeit ergibt.

Wird der Übertragungskanal durch Rauschen gestört, so können im Gegensatz zu den deterministischen Störungen die Übertragungsfehler praktisch nicht vermieden werden. Ersetzt man jedoch den Grenz

störabstand durch einen Wert, bei dem die Fehlerwahrscheinlichkeit so klein ist, daß ihr Einfluß auf den Störabstand am Ausgang des Systems in der Größenordnung der Quantisierungsgeräusche liegt, bleiben die abgeleiteten Beziehungen näherungsweise gültig. Ein Vergleich der Bilder 25 und 32 ($b_{max} = 2$) zeigt jedoch, daß die 3 dB-Schwellen bei weißem Rauschen wesentlich über den nach Gl. (69) umgerechneten Grenzstörabständen bei sinusförmigen Störungen liegen. Daraus folgt, daß weißes Rauschen im Vergleich zu sinusförmigen Störungen eine "gefährlichere" Störung darstellt.

Von C. Shannon [9] wurde gezeigt, daß theoretisch für weißes, gaußsches Rauschen ebenfalls ein Grenzstörabstand existiert, bis zu dem eine fehlerfreie Übertragung möglich ist. Ein realisierbares System, das diese Grenze erreicht, ist allerdings bis heute nicht bekannt. Es wurde zwar ein System vorgeschlagen, das die Fehlerwahrscheinlichkeit Null erreicht, die Grenzstörabstände liegen dabei aber noch erheblich über den theoretischen Werten von Shannon. Die folgende Gleichung zeigt, wie, nach Shannon, das Verhältnis von Signal- zu Rauschleistung am Ausgang des Übertragungssystems mit dem Grenzstörabstand und der Banderweiterung J zusammenhängt:

$$\frac{S'_N}{N'_N} = \left[\left(\frac{S_I}{N_{I,\,WR}}\right)_{Gr.} + 1\right]^J - 1 \tag{98}$$

Die Verwandtschaft zwischen den Gl. (97) und (98) wird dabei deutlich sichtbar.

1.12 *PCM im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren*

1.12.1 Einteilung der Modulationsverfahren

Teilt man die Modulationsverfahren nach der Art der auf dem Übertragungsweg verwendeten Signale in Gruppen ein, so erhält man drei Hauptgruppen:

1. Kontinuierliche Modulationsverfahren
2. Zeitdiskrete Modulationsverfahren (Pulsverfahren)
3. Digitale (diskrete) Modulationsverfahren.

Bild 33 zeigt, wie die bekannten Modulationsverfahren in diese Hauptgruppen einzuordnen sind.

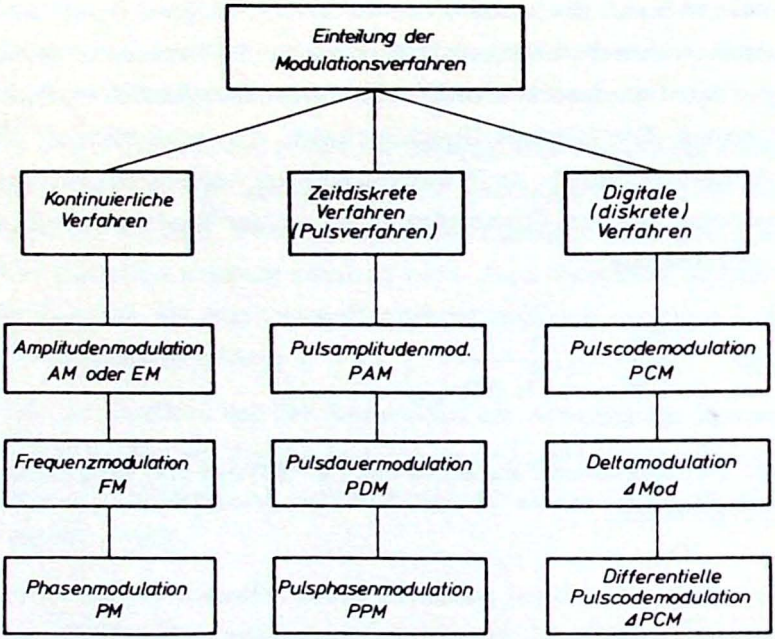


Bild 33: Einteilung der Modulationsverfahren nach den verwendeten Sendesignalen

Der neue und wesentliche Schritt, der von den Pulsmodulationsverfahren zur PCM führt, ist die Codierung. Durch sie gelingt es, den Zusammenhang zwischen den zu übertragenden Nachrichtensignalen und den zugehörigen Sendesignalen weitgehend zu lösen. Man erhält auf diese Weise die Möglichkeit, die Sendesignale durch geeignete Codierung und Signalumsetzung optimal an die Eigenschaften des Übertragungskanals anzupassen, so daß die Kanalverzerrungen und Störeinflüsse minimal werden. Allerdings muß diese Anpassungsfähigkeit durch sehr komplexe Schaltungen erkauft werden. Ob der Aufwand für die Realisierung dieser Schaltungen größer ist als bei anderen Modulationsverfahren, ist jedoch auch davon abhängig, inwieweit integrierte Bausteine bei der Entwicklung von Modulationssystemen eingesetzt werden können. Im allgemeinen ist die Integration von komplexen digitalen Schaltungen vergleichsweise leichter als die Integration komplexer Analogschaltungen (wegen der Toleranzanforderungen, Temperaturgang usw.), so daß sich aus dieser Sicht ein Vorteil für die Pulscodemodulation feststellen läßt.

1.12.2 Störminderung

Eine der wichtigsten Eigenschaften eines Nachrichtensystems ist seine Fähigkeit, Störungen, die in den Kanal eingedrungen sind, zu unterdrücken.

Bild 34 zeigt deshalb den Störabstand Q'_N am Ausgang eines Systems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes Q_B für die Frequenzmodulation (FM), die Pulscodemodulation (PCM) und die Einseitenbandmodulation (EM). Bei FM und PCM wurde die Kanalbandbreite B_G so gewählt, daß sie das 7-fache der Bandbreite des Nachrichtensignals einnimmt ($J = 7$). Als Kanalstörungen wurde weißes, gaußsches Rauschen der Dichte N_o angenommen.

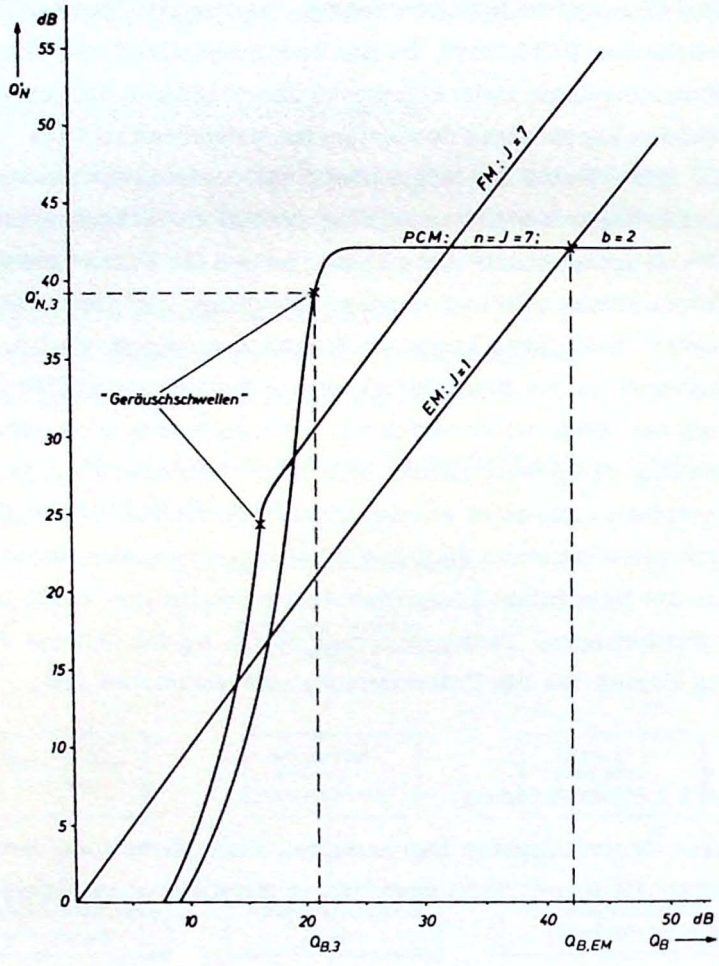


Bild 34: Störabstand am Ausgang eines Übertragungssystems als Funktion des normierten Kanalstörabstandes Q_B

Während bei FM der durch die Banderweiterung erzielte Störabstand gewinn gegenüber EM oberhalb der sogenannten "Geräuschschwelle" (Knick) konstant bleibt, fällt dieser Gewinn bei PCM sehr schnell ab und wird schließlich bei dem Kanalstörabstand $Q_{B,EM}$ zu Null. Dara

geht hervor, daß eine optimale Ausnutzung der geräuschmindernden Wirkung bei PCM nur in der Nähe der "Geräuschschwelle" möglich ist. Bei der Dimensionierung eines solchen Systems muß deshalb darauf geachtet werden, daß die Sendeleistung und die Regeneratorfeldlänge so gewählt werden, daß der auftretende Kanalstörabstand in der Nähe oder wenig oberhalb der Geräuschschwelle liegt.

Das Verhältnis des Störabstandes am Ausgang des Systems zum normierten Störabstand auf dem Übertragungskanal, nämlich

$$R = \frac{S'_N / N'_N}{S_I / (N_o \cdot B_N)} \tag{99}$$

ist eine charakteristische Größe für jedes Nachrichtenübertragungsverfahren. Je größer dieser Geräuschreduktionsfaktor R ist, desto besser kann das betreffende System die Kanalstörungen unterdrücken. Bei einer Einseitenbandübertragung ist R = 1. Bild 35 zeigt den Geräuschreduktionsfaktor R bei weißem Rauschen als Funktion des Banderweiterungsfaktors J für die Modulationsverfahren PCM, EM und FM. Bei der Pulscodemodulation wurde von einer binären Übertragung und geeigneter Modulation (z. B. 4. Phasenmod.) ausgegangen und der maximale Reduktionsfaktor angegeben.

1.12.3 Verzerrungen

Wie sich im Kapitel 1.7 gezeigt hat, ist bei der Übertragung von PCM-Signalen die Einhaltung einer bestimmten Impulsform nicht von primärer Bedeutung, wesentlicher ist eine ausreichende "Augenöffnung". Daraus geht hervor, daß im Gegensatz zu den kontinuierlichen Modulationsverfahren die linearen Verzerrungen zwar den Grenzstörabstand erhöhen, sich aber ansonsten nicht direkt auswirken. Da der Aufwand für eine gute Entzerrung recht erheblich sein kann, ist die relativ gro-

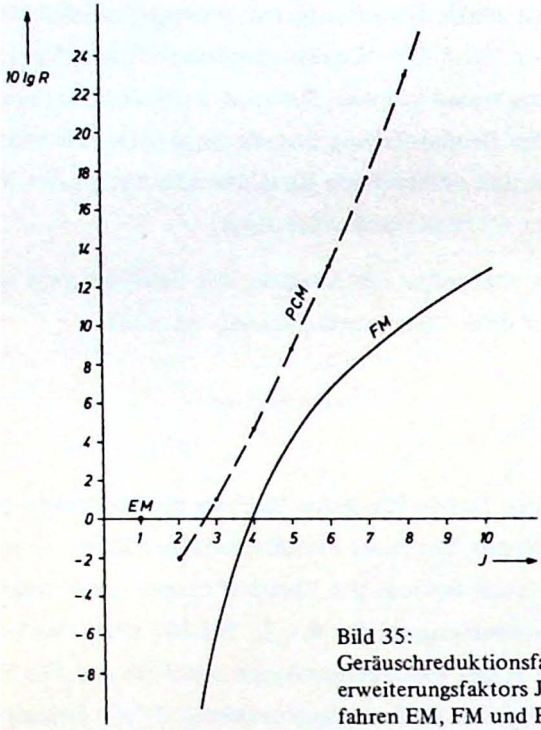


Bild 35:
Geräuschreduktionsfaktor als Funktion des Bandverweiterungsfaktors J für die Modulationsverfahren EM, FM und PCM

ße Unempfindlichkeit der PCM gegen lineare Verzerrungen ein großer Vorteil dieser Modulationsart. Bei den nichtlinearen Verzerrungen liegen die Verhältnisse sehr ähnlich. Während z.B. eine Frequenzmultiplexübertragung sehr empfindlich gegen nichtlineare Verzerrungen ist (Nebensprechen), beschränken sich die Auswirkungen bei PCM im wesentlichen auf die Erhöhung des Grenzstörabstandes. Gegenüber einer AM- oder FM-Übertragung sind die zulässigen linearen und nichtlinearen Verzerrungen also wesentlich größer.

1.12.4 Bündelung und Flexibilität

Die Aufgabe eines modernen Nachrichtensystems erschöpft sich nicht in der Übertragung einer einzigen Signalart, wie z.B. der Sprachsignale, sondern es sollen möglichst alle Formen der Nachrichtenübermittlung, wie z.B. Fernsprech-, Daten-, Faksimile- und Videosignale über ein einziges komplexes Übertragungs- und Vermittlungsnetz abgewickelt werden können.

In einem solchen integrierten Nachrichtensystem, bei dem jedem Teilnehmer individuell belegbare Anschlußbandbreiten zur Verfügung gestellt werden, treten sehr komplexe Vermittlungsprobleme auf, die mit der Übertragungstechnik stark verflochten sind. Neben der bekannten Vermittlung im Raumvielfach tritt hier z.B. auch die Vermittlung im Zeit- oder Frequenzvielfach auf. Nach dem heutigen Stand der Technik ist im allgemeinen die Bündelung, Aufteilung und Vermittlung der einzelnen Kanäle im Zeitvielfach leichter zu bewerkstelligen als im Frequenzvielfach. Während bei Frequenzmultiplexübertragungen meist der Umweg über die Raumvielfachvermittlung gewählt wird, sind für die Vermittlung digitaler Signale einige Verfahren, wie z.B. das Codemultiplex, die Adressenvermittlung oder die reine Zeitmultiplexvermittlung vorgeschlagen und diskutiert worden [17], [18].

Die bei der Realisierung solcher Verfahren auftretenden Probleme, wie z.B. die elektronische Kanaldurchschaltung oder die Synchronisierung, sind bei der Übertragung digitaler Signale leichter lösbar als bei einer entsprechenden Frequenzmultiplexübertragung und -vermittlung, so daß sich auch hier Vorteile für die PCM ergeben.

1.12.5 Zusammenfassung

Die binäre und ternäre Codierung der PCM-Signale, wie sie bis heute fast ausschließlich angewendet wird, ist sehr störsicher und weist einen sehr großen Geräuschreduktionsfaktor auf.

Gegenüber einer AM- oder FM-Übertragung sind die zulässigen linearen und nichtlinearen Verzerrungen bei PCM größer. Für die Bündelung mehrerer Kanäle ist bei PCM das Zeitmultiplex- oder ein verwandtes Verfahren besonders geeignet.

Die prinzipiellen Möglichkeiten der Bündelung, Übertragung und Vermittlung von PCM-Signalen sind sehr groß und können auch bei sehr komplexen Netzen zur Übermittlung verschiedenartiger Nachrichtensignale angewandt werden.

Ein Nachteil der PCM ist die große Übertragungsbandbreite. Inwieweit der Aufwand für die Realisierung eines PCM-Systems größer ist als bei anderen Modulationsverfahren, ist weitgehend von der Einsatzmöglichkeit integrierter Schaltkreise in Analogsystemen abhängig.

2. Technik der Pulscodemodulation

Teil 1 dieses Buches behandelte den grundsätzlichen Aufbau eines PCM-Übertragungssystems nach Bild 2b. Dieses System ist in gegeneinander abgegrenzte Einheiten unterteilt,und durch die Erläuterung der Funktion jeder Einheit wird der Leser mit den theoretischen Grundlagen der PCM-Übertragung vertraut gemacht.

Im nun folgenden Teil 2 werden die wichtigsten technischen Gesichtspunkte der PCM-Übertragung erörtert. Dazu gehören die Techniken der Abtastung und Signalrückgewinnung, Codierung und Decodierung, der Aufbau des Übertragungskanals - insbesondere die Realisierung des Regenerativverstärkers - sowie die Zeitmultiplextechnik.
Ein technisches PCM-Übertragungssystem hat den Aufbau nach Bild 36 und übermittelt Analogsignale in zwei Richtungen: das Nachrichtensignal u_{N1} gelangt über den oberen Kanal (Hinrichtung) zum Emp-

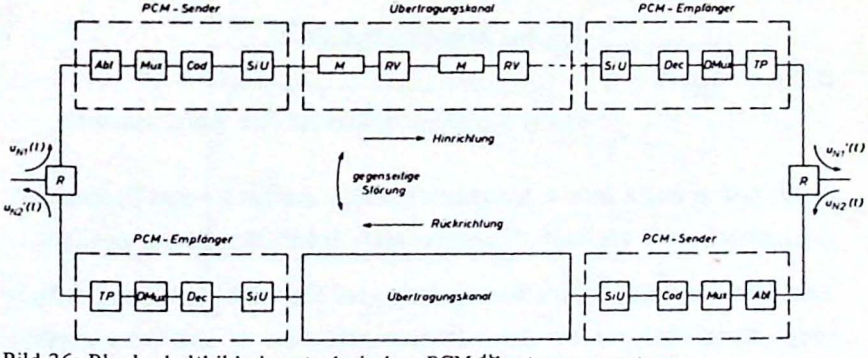


Bild 36: Blockschaltbild eines technischen PCM-Übertragungssystems
(R . . . Richtungsweiche, Mux . . . Multiplexer, SiU . . . Signalumsetzer, M . . . Übertragungsmedium, RV . . . Regenerativverstärker, DMux . . . Demultiplexer)

fänger, während das Nachrichtensignal u_{N2} über den unteren Kanal (Rückrichtung) übertragen wird. Für einen vollständigen wechselseitigen Nachrichtenaustausch sind demnach zwei Übertragungssysteme mit räumlich getrennten Übertragungskanälen notwendig. Die Aufspaltung und Zusammenfassung der Nachrichtensignale beider Richtungen auf der Analogseite erfolgt in Richtungsweichen, auch Gabelschaltungen genannt.

2.1 *Technik der Abtastung*

Ein Abtaster ("sampler") ist nach Bild 37a ein (idealer) Schalter, der in Abständen T_A für die sehr kurze Zeit ΔT_A schließt und dem (bandbegrenzten) Analogsignal $u_N(t)$ pulsamplitudenmodulierte Abtastwerte u_A entnimmt. Die Dauer ΔT_A der Abtastwerte ist in der Regel zu kurz für den nachfolgenden Codiervorgang, weshalb es technisch vorteilhaft ist, die Amplituden der Abtastwerte in einem Halteglied zu speichern und bis zum nächsten Abtastzeitpunkt konstant zu halten. Für das Ausgangssignal $u_{SH}(t)$ des Haltegliedes gilt:

$$(100) \qquad u_{SH}(t) = \begin{cases} U_{A_i} \text{ im Abtastzeitpunkt } t_i \\ \text{bleibt konstant während der Abtastpausen} \end{cases}$$

t_i ist der jeweils letzte Abtastzeitpunkt. Abtaster und Halteglied zusammen wird vielfach "Sample-and-Hold"-Schaltung genannt.

Bild 37b zeigt ein Realisierungsbeispiel für eine derartige Schaltung. Kernstück ist ein Operationsverstärker V mit sehr großer Leerlaufverstärkung. Er enthält in seinem Gegenkopplungszweig einen Kondensator C (zur Realisierung des Haltegliedes), welcher

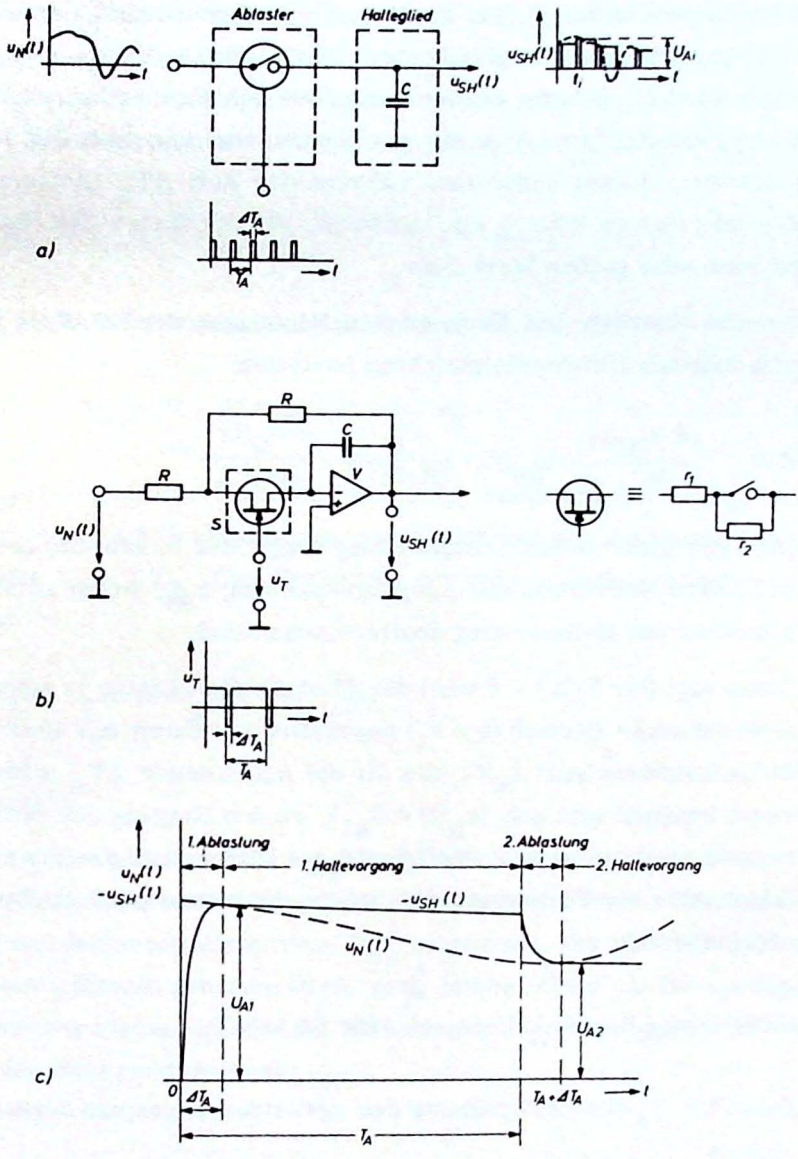


Bild 37: „Sample – and – Hold" – Technik; a) Prinzip; b) Realisierungsbeispiel; c) Signale der ausgeführten Schaltung nach b)

über einen Schalter S (zur Realisierung des Abtasters) von der Analogspannungsquelle geladen und über einen Gegenkopplungswiderstand R entladen werden kann. Der Schalter ist hier durch einen Feldeffekttransistor mit der Ersatzschaltung nach Bild 37b realisiert, dessen Widerstand während der Zeit ΔT_A (Abtastung) den sehr kleinen Wert $r = r_1$ aufweist, für die übrige Zeit (Halten) den sehr großen Wert $r \approx r_2$.

Aus den Maschen- und Knotenpunktsgleichungen der Schaltung läßt sich folgende Differentialgleichung herleiten:

$$\frac{d\,u_{SH}(t)}{dt} + u_{SH}(t) \cdot \frac{1}{(R+2r)\,C} = \frac{-\,u_N(t)}{(R+2r)C} \tag{101}$$

Die Lösung der Differentialgleichung ergibt den in Bild 37c gezeichneten Zeitverlauf der Ausgangsspannung u_{SH}, wobei zwischen Abtastung und Haltevorgang unterschieden wird.

Abtastung: Zur Zeit $t = 0$ wird der Feldeffekttransistor in seinen niederohmigen Bereich ($r = r_1$) geschaltet und damit das abzutastende Nachrichtensignal $u_N(t)$, das für die Abtastdauer ΔT_A näherungsweise konstant sein soll ($u_N(t) \approx U_{A1}$), an den Eingang des Operationsverstärkers gelegt. Die Lösung der Differentialgleichung (101) lautet unter der Voraussetzung, daß der Kondensator C zu Beginn ungeladen war:

$$u_{SH}(t) = U_{A1}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_A}}\right) \text{ für } 0 \leq t \leq \Delta T_A \tag{102}$$

Dabei ist τ_A die Zeitkonstante des Abtastvorganges und berechnet sich zu

$$\tau_A = (R + 2 \cdot r_1) \cdot C \approx R \cdot C \tag{103}$$

Damit $u_{SH}(t)$ innerhalb der Abtastzeit ΔT_A nahezu den vollen Wert U_{A1} erreicht, muß $\tau_A \approx 1/5 \cdot \Delta T_A$ gewählt werden. Zur Zeit $t = \Delta T_A$ wird der Feldeffekttransistor gesperrt ($r \approx r_2$) und es beginnt der Haltevorgang, mit der Anfangsbedingung $u_{SH}(\Delta T_A) = U_{A1}$:

$$(104) \quad -u_{SH}(t) = U_{A1} \cdot e^{-(t - \Delta T_A)/\tau_H} \text{ für } \Delta T_A < t \leq T_A$$

τ_H heißt Haltezeitkonstante und berechnet sich aus

$$(105) \quad \tau_H = (R + 2 \cdot r_2) \cdot C \approx 2 \cdot r_2 \cdot C$$

$u_{SH}(t)$ soll bis zur nächsten Abtastung, beginnend mit $t = T_A$, z.B. nur um etwa 1 % abfallen; daraus ergibt sich für die Haltezeitkonstante $\tau_H \approx 5\, T_A$. Das Verhältnis der beiden Zeitkonstanten muß also

$$(106) \quad \frac{\tau_H}{\tau_A} \approx \frac{2\, r_2\, C}{RC} \approx 25\, \frac{T_A}{\Delta T_A}$$

betragen.

Der weitere Verlauf von $u_{SH}(t)$ ergibt sich durch entsprechende Überlegungen: nach der zweiten Abtastung hat sich der Kondensator auf den neuen Abtastwert U_{A2} umgeladen, der bis zum dritten Abtastzeitpunkt gehalten wird, usw. (siehe Bild 37c). Die gezeigte Schaltung eignet sich für die Abtastung positiver und negativer Werte des Nachrichtensignals u_N.

2.2 *Technik der Codierung*

2.2.1 Codes

Wie in Abschnitt 1.5 gezeigt wurde, ist die Zuordnung zwischen den quantisierten Abtastwerten und den Codewörtern willkürlich wählbar. Bei s verschiedenen Codewörtern - entsprechend s Quantisierungsstufen - sind insgesamt s! verschiedene Zuordnungen möglich. Aus Gründen der einfacheren Realisierbarkeit von Codierer und Decodierer sowie der Störeinwirkung werden jedoch in der Praxis nur einige der theoretisch möglichen Zuordnungen angewendet.

Bild 38 zeigt drei gebräuchliche Codierungen (Zuordnungsschemata). Die Ordinate ist mit den Stufennummern beziffert, während auf der Abszisse die Wertigkeit der Codesymbole aufgetragen ist. Jedes Codewort besteht aus n Codesymbolen (in diesen Beispielen wurde n = 4 gewählt); die "Einsen" der binären Codes sind durch ein schwarzes Feld, die "Nullen" durch ein weißes Feld dargestellt.

Bild 38a zeigt den bereits in Abschnitt 1.5 beschriebenen "gewöhnlichen"Binärcode. Benachbarte Codewörter (z.B. die Codewörter "0111" und "1000") können sich bei diesem Code in allen vier Stellen unterscheiden, im Gegensatz zum Gray-Code nach Bild 38b, bei dem alle benachbarten Codewörter jeweils nur in einem Codesymbol verschieden sind. Bild 38c schließlich zeigt den symmetrischen Binärcode, bei dem der gesamte Quantisierungsbereich in zwei Hälften unterteilt ist. Das erste Codesymbol gibt an, zu welcher Hälfte das betreffende Codewort gehört, d.h. welches Vorzeichen der quantisierte Abtastwert hat ("Vorzeichenbit").

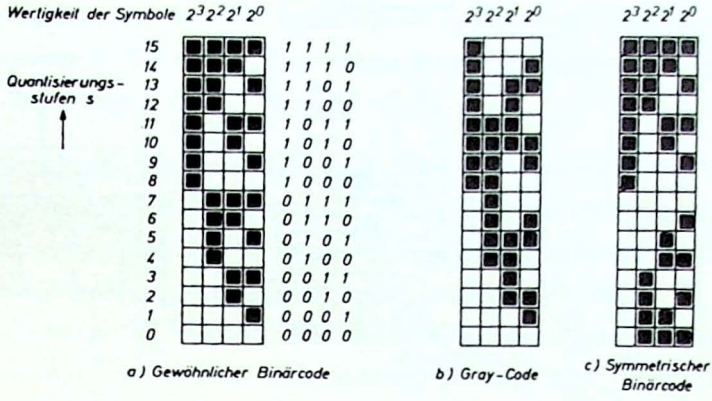


Bild 38: Drei Beispiele für die Codierung der quantisierten Abtastwerte

2.2.2 Technischer Aufbau von Codierern

Für die Codierung von Analogsignalen (man spricht auch von Analog-Digital-Wandlung) sind eine Vielzahl von Codiermethoden bekannt. Drei davon, die sich grundsätzlich unterscheiden, werden in diesem Abschnitt vorgestellt: die Zählcodierung, die Wägecodierung und die Parallelcodierung.

2.2.2.1 Der Zählcodierer

Das Prinzipschaltbild des Zählcodierers ist in Bild 39 dargestellt. Seine Arbeitsweise wird nachstehend mit Hilfe der Signale nach Bild 40 erklärt. Der Codierer hat die Aufgabe, das Eingangssignal $u_1 = u_{SH}$ zu codieren. u_{SH} ist das Ausgangssignal der "Sample-and-Hold"-Schaltung nach Abschnitt 2.1 und hat die Form einer Treppenkurve, wobei die Stufenhöhe jeweils proportional zur Amplitude eines Abtastwertes U_{Ai} ist und die Länge einer Stufe dem Abtastintervall entspricht. (Technisch günstig ist häufig die Beschränkung

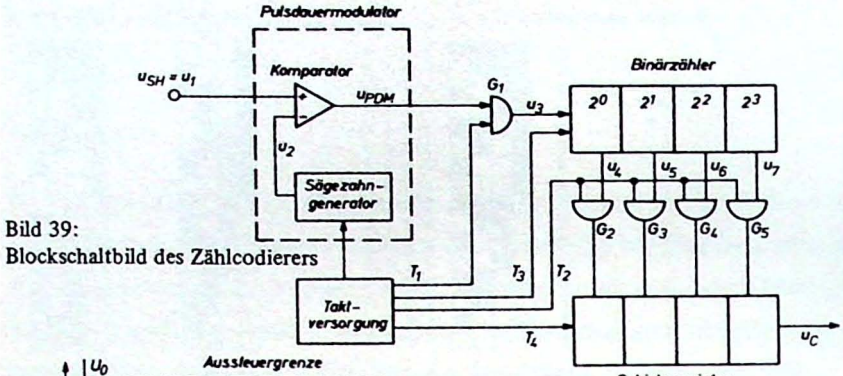


Bild 39:
Blockschaltbild des Zählcodierers

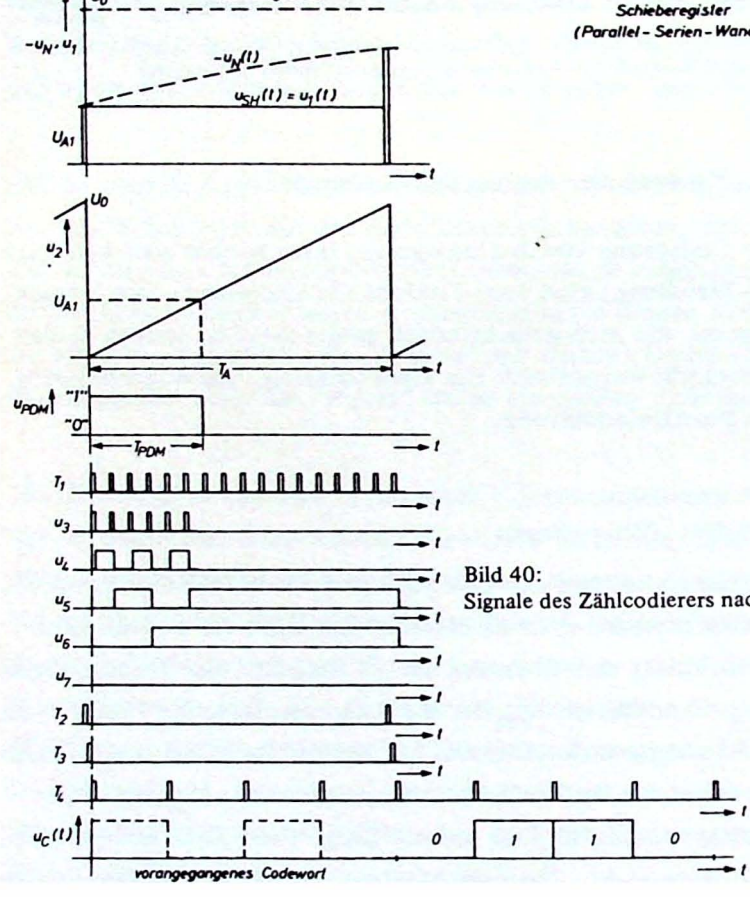


Bild 40:
Signale des Zählcodierers nach Bild 39

z.B. auf positive Amplituden; dazu wird zum Eingangssignal u_1 eine Gleichspannung der Größe $U_o/2$ addiert, wobei U_o der gesamte Amplitudenbereich ist).

Der Codiervorgang beginnt damit, daß dieses Treppensignal u_1 in ein pulsdauermoduliertes Signal u_{PDM} umgewandelt wird. Zu diesem Zweck vergleicht man u_1 in einem Komparator mit einem als Zeitmaßstab dienenden Sägezahnsignal u_2, das die Amplitude U_o und die Periodendauer T_A besitzt (Bild 40): solange das Sägezahnsignal u_2 kleiner als u_1 ist, besitzt die Ausgangsspannung u_{PDM} des Komparators den Wert "1", andernfalls den Wert "0". Damit ist die Dauer T_{PDM} des Signals u_{PDM} proportional zur jeweiligen Amplitude der Abtastwerte (PAM-Signal). Dabei ist selbstverständlich vorausgesetzt, daß das PAM-Signal stets kleiner ist, als es der Zeitdauer $T_{PDM} = T_A$ entspricht, d.h. das Eingangssignal muß amplitudenbegrenzt sein.

Das Komparatorsignal gelangt auf den ersten Eingang eines UND-Gatters G_1, an dessen zweitem Eingang ein Zähltakt T_1 aus einem Taktgenerator liegt (Bild 39). Die Wiederholfrequenz des Zähltaktes beträgt das s-fache der Abtastfrequenz (im Beispiel ist s = 16 und n = 4), so daß T_A in s gleiche Zeitabschnitte unterteilt wird. Während der Zeitspanne T_{PDM} passiert also eine bestimmte Zahl von Impulsen das Gatter G_1. Diese Zahl ist ein quantisiertes Maß für die Dauer T_{PDM} des jeweils anliegenden PDM-Impulses und damit auch für die Amplitude des PAM-Signals. Die Zahl der Impulse entspricht der Stufennummer, wobei der zeitliche Quantisierungsfehler maximal $\pm T_A/2s$ betragen kann.

Die Impulse des Gattersignals u_3 werden anschließend in einem n-stufigen Binärzähler gezählt (im Beispiel beträgt n = 4). An seinen Ausgängen treten die Impulsfolgen u_4 bis u_7 auf. Kurz vor Ende eines Ab-

tastintervalls T_A entsprechen die Zustände dieser Impulsfolgen der binären Darstellung der Impulszahl des Signals u_3, so daß das codierte Signal mit den Wertigkeiten 2^0, 2^1, 2^2 und 2^3 der Symbole abgenommen werden kann. Durch einen Lesetakt T_2 werden am Ende eines jeden Abtastintervalls die Endwerte der Impulsfolgen der einzelnen Stufen des Binärteilers über UND-Gatter G_2 bis G_5 in ein Schieberegister übernommen. Der Takt T_4 schiebt nun diese digitalen Signale, die den Symbolen des Binärcodes entsprechen, aus dem Schieberegister heraus. Das Schieberegister dient als Parallel-Serien-Wandler und liefert das Ausgangssignal u_C des Zählcodierers, das zur Übertragung an den Signalumsetzer weitergegeben wird. Die Stufen des Binärzählers werden nach jedem Zyklus mit Hilfe eines Löschtaktes T_3 auf Null gesetzt.

Im ersten Abtastintervall des Bildes 40 tritt beispielsweise ein Analogwert U_{A1} mit der Amplitude 6 auf, der nach Umwandlung in das pulsdauermodulierte Signal u_{PDM} 6 Zählimpulse das Gatter G_1 passieren läßt. Die Stufen des Binärzählers haben nach diesen 6 eingeschobenen Zählimpulsen folgenden Stand: $0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3 =$ 6
Nach Umsetzung von der Parallel- in die Serienform besteht dieses Codewort also aus den Symbolen "0110".

Die Methode der Zählcodierung ist vom Prinzip her gesehen sehr einfach; nachteilig ist jedoch, daß die erzielbare Codiergeschwindigkeit z.B. durch die maximale Arbeitsgeschwindigkeit des Binärzählers begrenzt ist. Möchte man beispielsweise ein Signal mit 5 MHz Bandbreite (z.B. ein Fernsehsignal) mit nur 4 Bit codieren, so muß der Binärzähler bereits für eine Arbeitsfrequenz von 160 MHz ausgelegt werden.

Der beschriebene Zählcodierer arbeitet mit linearer Quantisierung. Würde man dem Codierer ein nichtlineares Kompressor-Netzwerk,

das z.B. aus Dioden aufgebaut ist, vorschalten, so könnte man auch eine nichtlineare Quantisierung nach Abschnitt 1.4 realisieren.

Im folgenden Abschnitt wird am Beispiel eines Wägecodierers gezeigt, daß die Kompression auch direkt in den Codiervorgang einbezogen werden kann (das gleiche gilt natürlich auch für die Einbeziehung der Expansion in den Decodiervorgang). Ein Codierer (Decodierer) dieser Art heißt "nichtlinarer Codierer" ("nichtlinearer Decodierer"). Die Realisierung einer solchen Kompandierung ist technisch gut lösbar, wenn die Kompressor- und Expanderkennlinie jeweils aus Geradenstücken zusammengesetzt sind ("Knickkennlinie").

2.2.2.2 Der nichtlineare Wägecodierer (Bewertungscodierer)

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird in Bild 41 das allgemeine Blockschaltbild des nichtlinearen Wägecodierers den speziellen Ausführungen vorangestellt. Das Charakteristische dieses Codierers ist sein Aufbau als Rückkopplungskreis. Der zu codierende Amplitudenwert des Ausgangssignals u_{SH} der Sample-and-Hold-Schaltung wird dabei jeweils als Sollwert des Regelkreises betrachtet. Der Istwert u_X, die Regelgröße, stammt aus dem Rückkopplungszweig, bestehend

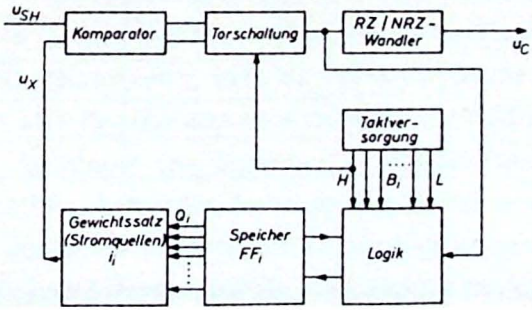


Bild 41: Blockschaltbild des (nichtlinearen) Wägecodierers

aus einer Logik, einem Speicher mit Speicherzellen FF_i und einem Gewichtssatz mit Stromquellen i_i. Ein Komparator bildet die Differenzspannung zwischen u_{SH} und u_X; seine zueinander komplementären Ausgangssignale gelangen über eine Torschaltung zurück in den Rückkopplungszweig. Die Impulse am Ausgang der Torschaltung haben RZ-("return to zero"-)Format und werden meist in einem RZ/NRZ-Wandler zu NRZ-("non return to zero"-)Impulsen verlängert.

Die genauere Funktionsweise dieses Codierers wird nun am Beispiel eines nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers erklärt. Der Codierer soll die in Bild 42 dargestellte Kompressorkennlinie besitzen. Auf der Abszisse ist die Ausgangsspannung u_{SH} der Sample-and-Hold-Schal-

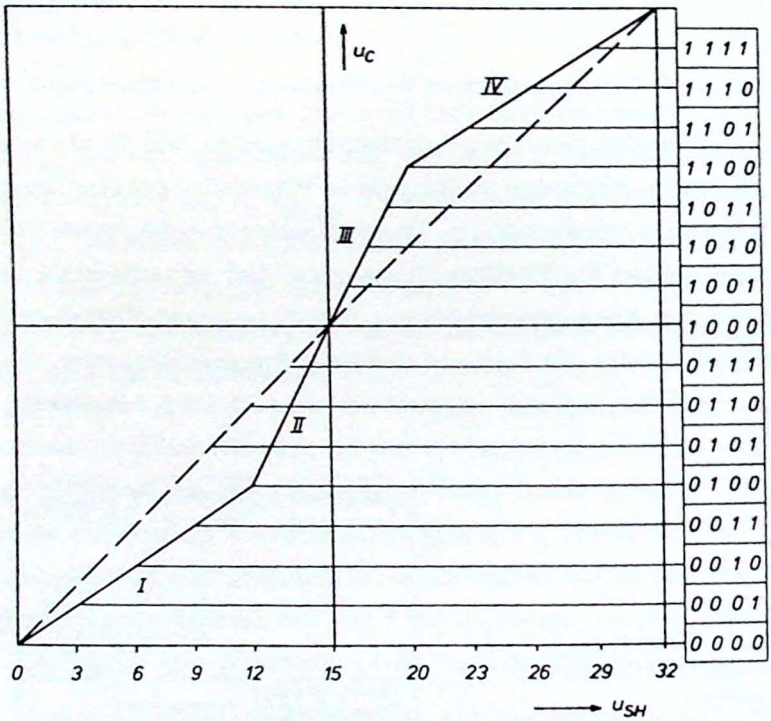


Bild 42: Kompressorkennlinie des nichtlinearen Wägecodierers nach Bild 43

ung aufgetragen, mit einem Amplitudenbereich von 0 bis 32 Einheiten, während die Ordinate die verschiedenen Codierersignale u_C trägt (in diesem Beispiel ist s = 16). Die Kompressorkennlinie setzt sich aus vier linearen Segmenten zusammen, wobei die beiden äußeren Segmente I und IV sowie die beiden inneren Segmente II und III jeweils gleiche Steigungen aufweisen, die sich hier wie 3:1 verhalten, d.h. es existieren zwei verschieden große Quantisierungsstufenhöhen. Die gesamte Eingangsspannung würde sich bei linearer Quantisierung in 32 Intervalle aufteilen; durch die Kompression reduziert sich diese Zahl auf 16.

Die Schaltung des nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers zeigt Bild 43; die Wirkungsweise wird anhand der in Bild 44 gezeichneten Signale erläutert.

Der Ablauf des Codiervorganges wird durch die Takte B_1 bis B_4, H und L aus der Taktversorgungsschaltung gesteuert. B_1 bis B_4 sind die Takte der vier Wägeschritte; sie lassen sich z.B. in einer Schaltung nach Bild 62 erzeugen. Ihre Periodendauer ist gleich dem Abtastintervall T_A. H ist ein Hilfstakt mit der Periodendauer T_A/n (hier: $T_A/4$) und L ein Löschtakt, der pro Abtastintervall einmal auftritt. Der Codiervorgang beginnt mit dem ersten Wägeschritt: Zu Beginn des Wägeprozesses zur Zeit t = 0 werden mit dem Löschtakt L die Speicher FF_2 bis FF_7 (ausgenommen FF_1) gelöscht. Dadurch nehmen die Ausgänge Q_2 bis Q_7 eine logische "0" an (was eine Spannung von 0 Volt bedeuten soll). Gleichzeitig wird FF_1 über die Setzbedingung $S_1 = B_1 \wedge H$("$\wedge$" ist hier das Operationszeichen für die UND-Verknüpfung) gesetzt, d.h. Q_1 nimmt eine logische "1" an (was einer Spannung von +U Volt entsprechen soll). Der Ausgang $\overline{Q_1}$ des ersten Flip-Flops ist mit der Basis des Transistors Tr_1 verbunden und liegt zu diesem Zeitpunkt auf dem Potential 0 Volt. Tr_1 bildet zusammen

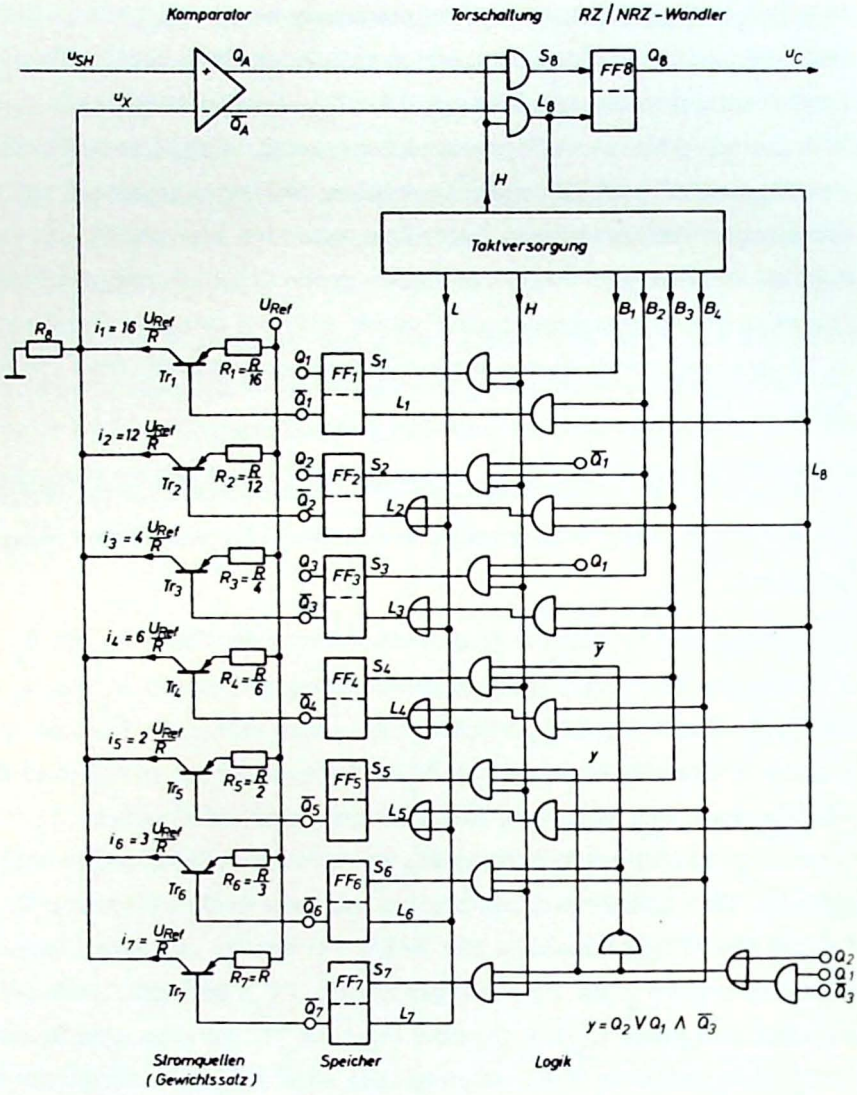


Bild 43: Schaltung eines nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers

mit dem Bewertungswiderstand $R_1 = R/16$ und der Referenzspannungsquelle U_{Ref} ($U_{Ref} < U$) eine Stromquelle. Tr_1 läßt nun durch den Summationswiderstand R_8 den Strom $i_1 \approx U_{Ref}/R_1 = 16 \cdot (U_{Ref}/R)$ fließen,

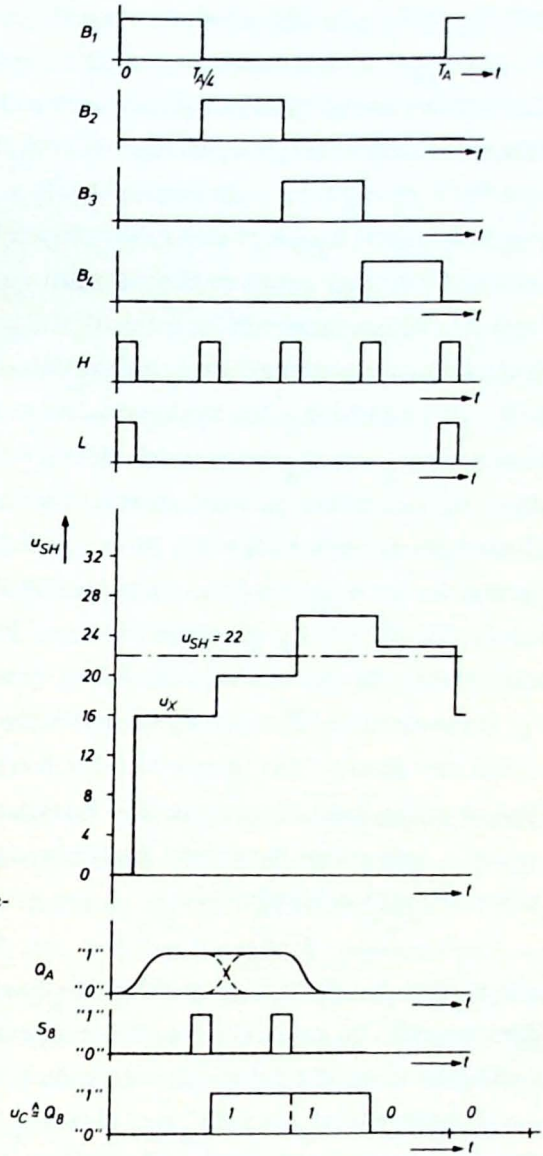


Bild 44:
Signale des nichtlinearen Wägecodierers nach Bild 43

so daß der Spannungsabfall $u_X = 16 \cdot (R_8/R) \cdot U_{Ref}$ auftritt. Anders ausgedrückt: im ersten Wägeschritt wird das größte "Gewicht" mit dem Wert 16 (normiert auf 16 Spannungseinheiten mit der Normierungsein-

heit $(R_8/R)U_{Ref}$) eingeschaltet; dieses Gewicht halbiert nach Bild 42 den gesamten Amplitudenbereich. Die Normierungseinheit $(R_8/R)U_{Ref}$ tritt bei den nachfolgenden Wägeschritten auch auf und ist eine Konstante des Codierers. Der Komparator bildet anschließend die Differenz zwischen der zu codierenden Analogspannung u_{SH} und dem Rückkopplungssignal u_X. An seinen Ausgängen Q_A und $\overline{Q_A}$ entstehen zwei zueinander komplementäre Signale: für $u_{SH} - u_X > 0$ nimmt Q_A eine logische "1" an, andernfalls eine "0". u_{SH} soll in diesem Beispiel 22 Einheiten (normiert) betragen; da dann $u_{SH} - u_X = 22 - 16 = 6 > 0$ ist geht der Ausgang Q_A des Komparators in den Zustand "1" über. Die Ausgänge Q_A und $\overline{Q_A}$ werden zur Zeit $t = T_A/4$ in einer Torschaltung mit dem Hilfstakt H abgetastet. Das Ausgangssignal S_8 des UND-Gatters besitzt hier den Wert "1" und repräsentiert das Ergebnis des 1. Wägeschrittes. Ein RZ/NRZ-Wandler (realisiert durch Flip-Flop FF_8) verlängert diesen Impuls zu einem NRZ-Binärimpuls, der das erste Codesymbol des Codiererausgangssignals u_C darstellt. Der Sinn der Torschaltung besteht in der Berücksichtigung der Schalt- und Laufzeiten des Rückkopplungskreises (was sich in einer Zeitverzögerung des Komparatorsignals bemerkbar macht), indem eine definierte Gesamtverzögerung mit der Dauer eines Symbols eingeführt wird.

Mit Beginn des zweiten Wägeschrittes zur Zeit $t = T_A/4$ wird außerdem geprüft, ob das im ersten Wägeschritt angelegte Gewicht 16 weiterhin eingeschaltet bleiben soll; dies wird durch die Bildung der Löschbedingung für FF_1 erreicht: $L_1 = B_2 \wedge L_8$. Da hier L_8 = "0" und somit auch L_1 = "0" ist, bleibt der Ausgang $\overline{Q_1}$ von FF_1 auf "0" und Tr_1 bleibt leitend. Die Prüfung ergibt also, daß das Gewicht 16 weiterhin eingeschaltet bleibt. Damit wurde im ersten Schritt festgestellt, daß u_{SH} entsprechend der Kompressorkenn-

linie von Bild 42 im Bereich der Segmente III oder IV liegen muß. Im 2. Wägeschritt erfolgt nun die Entscheidung, ob u_{SH} in das Segment III oder IV fällt. Der Takt B_2 kann über logische Verknüpfungsglieder auf FF_2 und FF_3 einwirken. Für deren Setzbedingungen S_2 und S_3 gilt: $S_2 = H \wedge B_2 \wedge \overline{Q_1}$ = "0" und $S_3 = H \wedge B_2 \wedge Q_1$ = "1". FF_3 wird dadurch gesetzt ($\overline{Q_3}$ = "0") und der Transistor Tr_3 geht in leitenden Zustand über; Tr_2 dagegen bleibt wegen Q_2 = "0" gesperrt. Im Summationswiderstand R_8 fließt zusätzlich zum Strom i_1 ein Strom $i_3 \approx U_{Ref}/R_3 = 4 \cdot (U_{Ref}/R)$, was dem Gewicht 4 entspricht. Aus den beiden zur Wahl stehenden Gewichten 12 (über FF_2 einstellbar) und 4 wird also das Gewicht 4 eingeschaltet. Die Summe der Gewichte, nämlich 16 aus der 1. Wägung und 4 aus der zweiten ergibt einen Spannungsabfall von u_X = 20 Einheiten, der erneut im Komparator mit u_{SH} verglichen wird. Wegen $u_{SH} - u_X > 0$ bekommt S_8 abermals den Wert "1". Am Ausgang Q_8 von FF_8 erscheint als zweites Codesymbol eine "1". Damit wurde im 2. Wägeschritt festgestellt, daß u_{SH} im Bereich des Segmentes IV liegen muß.

Im 3. und 4. Wägeschritt wird innerhalb des Segmentbereiches IV linear interpoliert. Zunächst der 3. Wägeschritt: Zusammen mit dem Takt B_3 steuert die Variable L_8, die jetzt den Wert "0" besitzt, das Flip-Flop FF_3 so, daß das Gewicht 4 eingeschaltet bleibt (die Löschbedingung $L_3 = B_3 \wedge L_8 \vee L$ ergibt "0", wobei das Symbol " $\vee$ " die ODER-Verknüpfung bedeutet). Der weitere Codiervorgang verläuft nun analog zu den oben beschriebenen beiden ersten Wägeschritten: die Setzbedingungen für FF_4 und FF_5 zum Zeitpunkt $t = T_A/2$ lauten: $S_4 = H \wedge B_3 \wedge \overline{Y}$ = "1" und $S_5 = H \wedge B_3 \wedge Y$ = "0", mit $Y = Q_2 \vee Q_1 \wedge \overline{Q_3}$. FF_4 wird gesetzt ($\overline{Q_4}$ = "0") und der Transistor Tr_4 geht in den leitenden Zustand über. Aus den beiden zur Diskussion stehenden Gewichten 6 ($i_4 \approx 6 \cdot U_{Ref}/R$) und 2 ($i_5 \approx 2 \cdot U_{Ref}/R$)

wird das Gewicht 6 ausgewählt. u_X entspricht jetzt also dem Gesamtgewicht 16 + 4 + 6 = 26. Der Vergleich mit u_{SH} ergibt $u_{SH} - u_X < 0$ und hat S_8 = "0" zur Folge. Das dritte Codesymbol ist demnach eine "0".

Im 4. Wägeschritt bewirkt das Ergebnis der 3. Wägung (L_8 = "1") zusammen mit B_4 wegen der Löschbedingung $L_4 = B_4 \wedge L_8 \vee L$ = "1" die Löschung von FF_4 ($\overline{Q_4}$ = "1"). Das Gewicht 6 wird also wieder entfernt. Wie aus der Schaltung nach Bild 43 hervorgeht, wird stattdessen von den zur Wahl stehenden Gewichten 3 und 1 das Gewicht 3 angelegt. Da die Spannung u_X dem Wert 16 + 4 + 0 + 3 = 23 entspricht und immer noch größer als u_{SH} ist, liefert der Komparator wiederum S_8 = "0", d.h. auch das 4. Codesymbol ist eine "0". Mit der Zurücknahme des Gewichtes 3 ist der Codiervorgang beendet und der nächste beginnt wieder mit dem Gewicht 16.

Jeder Wägeschritt dieses nichtlinearen 4-Bit-Codierers - außer dem ersten - verlangt eine Auswahl zwischen je zwei Gewichten. Insgesamt sind 7 verschiedene Gewichte erforderlich.

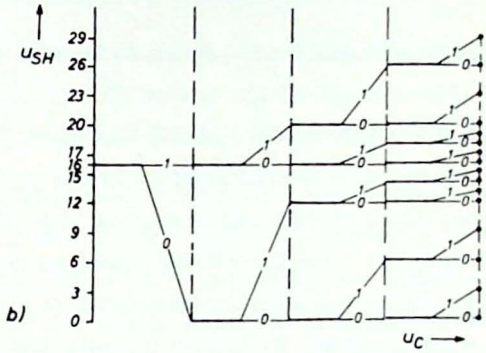
Zusammenfassend zeigt Bild 45 den Zusammenhang zwischen der Codiereingangsspannung u_{SH}, dem Ausgangssignal u_C und den einzuschaltenden Gewichten.

Ein grober Vergleich der Schaltung des Wägecodierers mit derjenigen des Zählcodierers zeigt zunächst den höheren technischen Aufwand. Da der gesamte Codiervorgang jedoch in wesentlich weniger Teilschritten abläuft (n gegenüber $2^n - 1$ beim Zählcodierer), ist die erzielbare Codierzeit des Wägecodierers (bei Verwendung von gleichschnellen Bauelementen) deutlich kürzer.

Die geringste Codierzeit aller Codierer hat der Parallelcodierer, bei dem die Codierung in einem Schritt (abgesehen von der meist

u_{SH}	u_C	Gewichte			
		1. Schritt	2. Schritt	3. Schritt	4. Schritt
0	0 0 0 0	0	0	0	0
3	0 0 0 1	0	0	0	3
6	0 0 1 0	0	0	6	0
9	0 0 1 1	0	0	6	3
12	0 1 0 0	0	12	0	0
13	0 1 0 1	0	12	0	1
14	0 1 1 0	0	12	2	0
15	0 1 1 1	0	12	2	1
16	1 0 0 0	16	0	0	0
17	1 0 0 1	16	0	0	1
18	1 0 1 0	16	0	2	0
19	1 0 1 1	16	0	2	1
20	1 1 0 0	16	4	0	0
23	1 1 0 1	16	4	0	3
26	1 1 1 0	16	4	6	0
29	1 1 1 1	16	4	6	3

a)



b)

Bild 45: a) Zusammenhang zwischen den Ein- und Ausgangs-Signalen sowie den einzuschaltenden Gewichten des nichtlinearen 4-Bit-Wägecodierers nach Bild 43;
b) Codierschema

notwendigen Parallel-Serien-Wandlung) durchgeführt wird. Ein besonders anschauliches Beispiel dafür ist die "Codierröhre".

2.2.2.3 Codierung mit der "Codierröhre"

Die Codierröhre hat nach Bild 46 den Systemaufbau einer Kathodenstrahlröhre. Die Kathode emittiert einen Elektronenstrahl, auf den

die Felder der X- und Y-Ablenkplatten einwirken. Vor der Auffangplatte befindet sich eine Codemaske mit n (in diesem Beispiel ist n = 3) vertikalen und s (hier: s = 8) horizontalen Lochreihen. Die Lochkombinationen ergeben einen n-stelligen binären Code; wie weiter unten begründet wird, ist der Gray-Code nach Bild 38b dafür besonders geeignet.

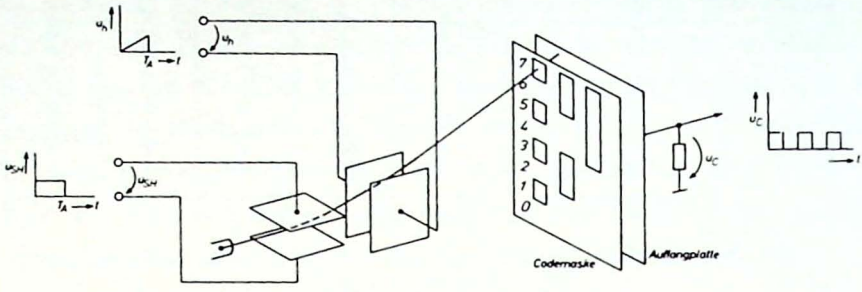


Bild 46: Grundsätzlicher Aufbau eines Codierers mit der „Codierröhre"

Der Codiervorgang beginnt damit, daß man das zu codierende Signal u_{SH} als Ablenkspannung an die Y-Ablenkplatten anlegt, wodurch der Elektronenstrahl in eine zu ihm proportionale Höhe gebracht wird, d.h. die Zuordnung zwischen dem zu codierenden Signal und dem jeweiligen Codewort erfolgt in einem Schritt. Die Ablenkspannung u_h an den X-Platten ist eine Sägezahnschwingung und bewegt den Strahl (hier in der Zeit T_A) horizontal über die Codemaske. Tritt der Elektronenstrahl dabei durch ein Loch der Maske, so fließt über die Auffangplatte ein Stromimpuls, was einer logischen "1" entspricht. Wird dagegen der Strahl von der Codemaske unterbrochen, kann kein Strom über die Auffangplatte fließen; dies entspricht einer "0". Das Ergebnis ist ein Code in Serienform, d.h. die X-Ablenkung des Strahles über einen Ausschnitt aus der Codemaske ist vergleichbar mit einer Parallel-Serien-Wandlung.

Die Anwendung dieser Codiermethode ist mit einem prinzipiellen Fehler verbunden: wenn der zu codierende Abtastwert einen Strahlenverlauf genau in der Mitte zwischen zwei Lochreihen verursacht, ist die Wahrscheinlichkeit, daß der Strahl die obere oder untere Lochreihe überstreicht, gleich groß. Es kann somit vorkommen, daß sich der Strahl beim Ermitteln des ersten Codesymbols für die obere Lochreihe, beim zweiten Codesymbol dagegen für die untere Lochreihe entscheidet. Dieser Fehler kann durch ein der Codemaske vorgeschaltetes "Quantisierungsgitter" klein gehalten werden; noch wirkungsvoller ist jedoch die Anwendung des schon genannten Grayschen Codierschemas; bei diesem Code ändert sich beim Übergang von einer waagrechten Lochreihe auf die benachbarte immer nur ein Loch der jeweiligen Kombination. Damit wird der gesamte Codierfehler kleiner als ein Stufenwert.

Der Parallelcodierer erfordert einen großen technischen Aufwand, was bei der Codierröhre z. B. durch hohe Anforderungen an die mechanische Präzision der Codemaske ausgedrückt wird.

Entsprechend dem Blockschaltbild nach Bild 36 sollte an dieser Stelle die Technik der Signalumsetzung diskutiert werden. Da jedoch die Ausführung des Signalumsetzers wesentlich von der Art des Übertragungsmediums abhängig ist, sollen diese beiden Einrichtungen im folgenden Abschnitt 2.3: "Der Übertragungskanal" gemeinsam behandelt werden.

2.3 *Der Übertragungskanal*

Nach Abschnitt 1.7 besteht der Übertragungskanal aus einem Übertragungsmedium (z. B. einer Leitung) und Regenerativverstärkern.

Die Regenerativverstärker mit der Blockschaltung nach Bild 18 haben zwei Aufgaben: erstens sollen sie die Verzerrungen des Übertragungsmediums aufheben und zweitens Störungen auf dem Kanal unterdrücken, die bei einem technischen Übertragungssystem nach Bild 36 z.B. durch die gegenseitige Beeinflussung der Signale der Hin- und Rückrichtung entstehen. Die Wahrscheinlichkeit für eine fehlerhafte Regeneration wächst mit fallendem Signal- zu Störleistungsverhältnis, das wiederum mit der Leitungslänge abnimmt. In einem technischen Übertragungskanal wird deshalb die gesamte Übertragungsstrecke in Teilabschnitte aufgegliedert, die je aus einem Übertragungsmedium entsprechend verkürzter Länge und einem Regenerativverstärker bestehen. Damit genügt es, sich bei der genaueren Beschreibung der Übertragungsstrecke auf einen Teilabschnitt (oft auch Regeneratorfeldlänge genannt) zu beschränken.

2.3.1 Übertragungsmedien und Signalumsetzer

Die Übertragungsmedien lassen sich grob in draht- oder leitergebundene Verbindungen (Leitungen) und drahtlose oder Funkverbindungen einteilen. Zu den draht- oder leitergebundenen Übertragungsmedien zählen u.a. die symmetrische Doppelleitung, die Koaxialleitung und die Hohlleitung. Die einzelnen Übertragungsmedien unterscheiden sich in erster Linie durch ihr Frequenzverhalten und man kann sie danach in Tiefpaß-, Hochpaß- und Bandpaßmedien einteilen.

Ein typisches Hochpaßmedium ist die Hohlleitung. Sie besteht aus einem einzigen Leiter in Form eines Rohres mit sehr gut leitender Wand. Die Wellenausbreitung ist erst ab einer bestimmten

Grenzfrequenz möglich, woraus sich der Hochpaßcharakter dieses Übertragungsmediums ergibt.

Richtfunk- und Satellitenverbindungen haben den Charakter von Bandpaßmedien, d.h. bezüglich der Wellenausbreitung existieren eine untere und eine obere Grenzfrequenz.

Die Übertragung von PCM-Signalen über die genannten Hochpaß- und Bandpaßmedien ist nur in einer Trägerfrequenzlage, d.h. in Verbindung mit einer weiteren Modulationsstufe möglich. Als Modulationsverfahren werden häufig die Frequenz- oder die Phasenmodulation nach Abschnitt 1.6 verwendet. Die Regeneration erfolgt in der Regel in der ursprünglichen Frequenzlage, dem Basisband.

Eine reine Basisbandübertragung von PCM-Signalen läßt sich nur mit Tiefpaßmedien, insbesondere mit der symmetrischen Doppelleitung und der Koaxialleitung durchführen. Der Frequenzgang dieser Leitungen ist vom Leitermaterial, von den geometrischen Abmessungen (Leiterdurchmesser und -abstand), von der Leiterisolation und anderen Faktoren abhängig. Der Tiefpaßcharakter wird wesentlich bestimmt durch den Einfluß des "Skineffektes", der besagt, daß ab einer bestimmten Grenzfrequenz f_w die Dämpfungskonstante α, d.h. die kilometrische Dämpfung, nach der Gleichung

$$\alpha(f) \sim \sqrt{\frac{f}{f_w}} \quad N_p/km \tag{107}$$

proportional zur Wurzel aus der Frequenz wächst. Für Frequenzen $f < f_w$ ist α näherungsweise konstant. Der typische Verlauf von α als Funktion der Frequenz f ist in Bild 47a für eine papierisolierte Doppelleitung dargestellt.

Den Verlauf der Phasenkonstanten β zeigt Bild 47b: β nimmt bei tiefen Frequenzen mit der Wurzel aus der Frequenz und im Bereich höherer Frequenzen näherungsweise proportional zur Frequenz f zu.

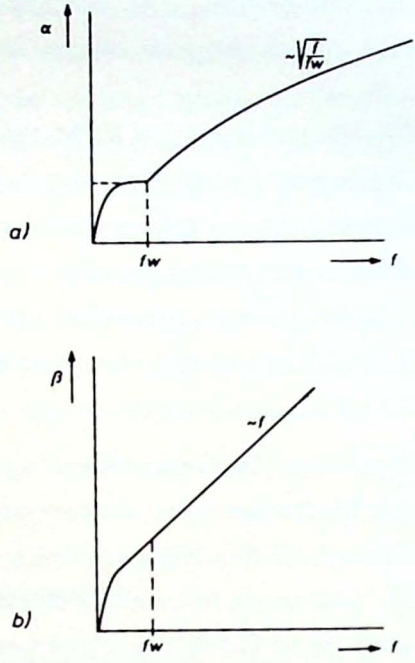


Bild 47:
Charakteristische Eigenschaften einer Doppelleitung. a) Typischer Verlauf der Dämpfungskonstanten α und b) der Phasenkonstanten ß, in Abhängigkeit von der Frequenz f

Aus den Leitungskonstanten α und β läßt sich auch die Übertragungfunktion $G_M(f)$ der Leitung nach der Beziehung

$$G_M(f) = e^{-\alpha \cdot l} \cdot e^{-j\beta l} \tag{107b}$$

berechnen; dabei ist l die Leitungslänge. In Abschnitt 2.3.2.1 (Bild 49) wird gezeigt, wie man $G_M(f)$ approximieren kann.

Aus dem oben Gesagten geht hervor, daß die Doppelleitung bei hohen Frequenzen hauptsächlich Dämpfungsverzerrungen, bei tiefen Fre-

quenzen dagegen vorwiegend Phasenverzerrungen aufweist. Diese Aussage gilt in ähnlicher Weise auch für die Koaxialleitung. Weitere Verzerrungen entstehen durch die Ankopplung der Leitungen an den Sender und den Empfänger bzw. die Regenerativverstärker des PCM-Systems. Beispielsweise muß die symmetrische Doppelleitung über Symmetrierglieder, häufig durch Übertrager realisiert, angeschlossen werden, welche die tiefen Frequenzen bedämpfen und den Gleichstromanteil eines Signals sogar völlig unterdrücken. Die resultierende Übertragungsfunktion aus Leitung und Übertrager hat also strenggenommen Bandpaßcharakter, allerdings mit sehr tief liegender unterer Grenzfrequenz. Die Bandpaßbegrenzung verursacht sogenannte "Nullinienwanderungen", auf die im folgenden Abschnitt noch näher eingegangen wird.

Der Einfluß dieser Verzerrungen bei tiefen Frequenzen wird in der Praxis häufig durch eine Umcodierung des im Codierer entstehenden binären PCM-Signals reduziert. Bild 48 zeigt als Beispiel einen Signalumsetzer (Kanalcodierer) zur Umwandlung eines Binärcodes mit den Symbolen "0" und "1" in einen Ternärcode mit den Symbolen "0", "+1" und "-1". Die "1"-Codesymbole des Binärcodes werden bei diesem speziellen Ternärcode alternierend als "1"- oder als "-1"-Codesymbole interpretiert, während die binäre "0" auch beim Ternärcode als "0" gesendet wird. Der so entstehende Code heißt "Bipolarcode 1. Ordnung".

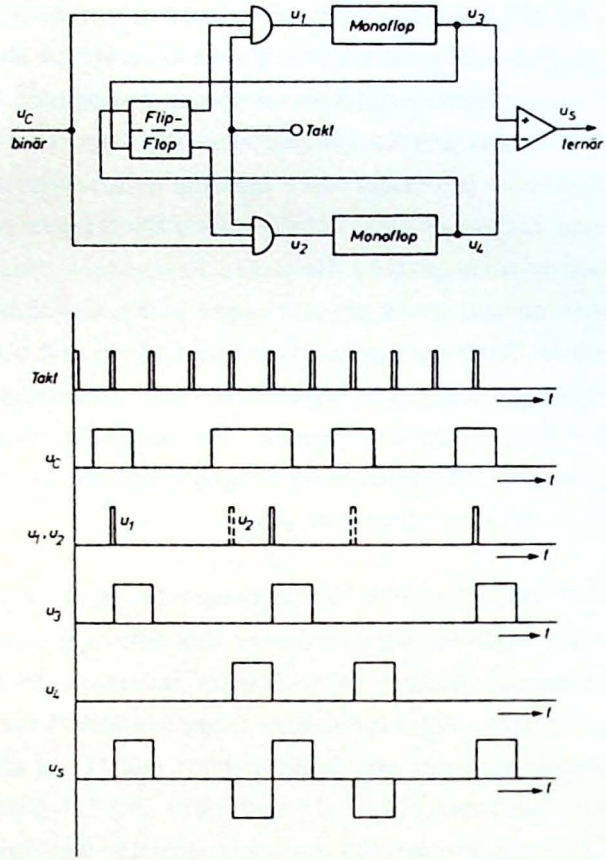


Bild 48: Signalumsetzer zur Umwandlung eines Binärcodes in einen Ternärcode

2.3.2 Technische Lösungen der Basisbandregeneration

Die folgenden Abschnitte beschäftigen sich mit technischen Lösungen zur Basisbandregeneration, die in diesem Beispiel darin besteht, ein binäres, amplitudengetastetes NRZ-Sendesignal mit Rechteckimpulsform möglichst unverzerrt über eine symmetrische Doppelleitung zu übertragen. Die Bezeichnungen entsprechen denen der Bilder 18 und 19.

2.3.2.1 Empfangsfilter, Gleichstromwiedergewinnung

Das binäre NRZ-Sendesignal $u_S(t)$ besteht aus einer im allgemeinen Fall statistischen Folge von Codesymbolen, deren Rechteckimpulsform auf der Übertragungsleitung mit der Übertragungsfunktion $G_M(f)$ verzerrt wird: die Dämpfungsverzerrungen der Leitung verbreitern die Impulse, während die Phasenverzerrungen eine Unsymmetrie der Impulsform hervorrufen. Dadurch überlappen sich benachbarte Impulse teilweise und erzeugen das sogenannte "Nachbarimpulsnebensprechen" ("intersymbol interference").

Ein idealer Entzerrer mit der Übertragungsfunktion $G_E(f) = 1/G_M(f)$ würde die gegenseitige Beeinflussung der Codesymbole wieder vollständig aufheben. Ein technischer Entzerrer dagegen besitzt eine Übertragungsfunktion $G_{E,t}(f)$ und ist so dimensioniert, daß

(108) $$G_{E,t}(f) \cdot G_M(f) \approx \text{konst.} \qquad \text{für } 0 \leq f \leq f_g$$

nur bis zu einer oberen Grenzfrequenz f_g gilt. Der technische Entzerrer ist also gleichbedeutend mit einem Empfangsfilter nach Bild 18, denn er läßt sich aufspalten in den idealen Entzerrer $G_E(f)$ und den Impulsformer $G_I(f)$. Seine Übertragungsfunktion lautet:
$G_{E,t}(f) = G_E(f) \cdot G_I(f)$.

Die Lage der Grenzfrequenz f_g und der Grad der begrenzenden Filterflanke des Impulsformers bestimmen die Impulsform $u_I(t)$. Einige technisch wichtige Impulsformen wurden bereits in Bild 17 vorgestellt. Die Übertragungsfunktion $G_I(f)$ des Impulsformers muß nach Abschnitt 1.7.2 so optimiert werden, daß der Störabstand an seinem Ausgang maximal wird.

Die durch Gleichung (108) beschriebene Übertragungsfunktion des technischen Entzerrers läßt sich auf mehrere Arten realisieren, wie in den folgenden Beispielen gezeigt wird.

Bild 49a zeigt als erstes Beispiel einen passiven Dämpfungsentzerrer, der aus einem überbrückten T-Glied besteht. Die Dimensionierung dieses Entzerrers ist verhältnismäßig einfach, wenn für die Übertragungsfunktion der Leitung im Frequenzbereich $0 \leq f < f_g$ näherungsweise

$$(109) \qquad G_M(f) \approx G_M(0) \cdot \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_w}\right)}$$

angesetzt werden kann. Diese Näherung, in der die Grundlaufzeit der Leitung unberücksichtigt ist, ist für nicht zu große Leitungslängen zulässig. Die tatsächliche Übertragungsfunktion der Leitung und ihre Näherung entsprechend Gl. (109) sind in Bild 49 jeweils durch ihren betragsmäßigen Reziprokwert (Dämpfung) dargestellt, wobei im Gegensatz zu Bild 47a beide Achsen logarithmisch geteilt sind ("Bode-Diagramm").

Für das überbrückte T-Glied gilt mit den Bezeichnungen von Bild 49a allgemein:

$$(110) \qquad G_{E,t} = \frac{1}{1 + \frac{\mathfrak{z}}{Z_M}}$$

Mit $\mathfrak{z} = R/(1 + j2\pi fRC)$ nimmt Gl. (110) die Form

$$(111) \qquad G_{E,t} = \frac{Z_M}{R + Z_M} \cdot \frac{1 + j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC \cdot \frac{Z_M}{R + Z_M}}$$

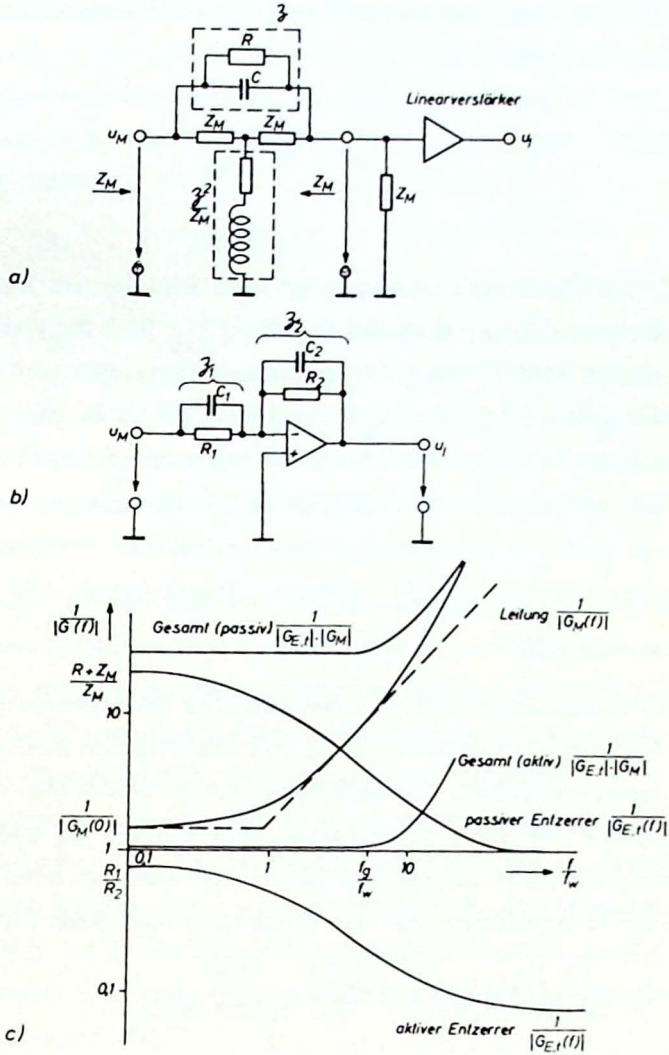


Bild 49: Empfangsfilter; a) passiver Dämpfungsentzerrer, b) aktiver Dämpfungsentzerrer, c) Übertragungsfunktionen von Leitung und Entzerrern im Bodediagramm

an. $|1/G_{E,t}|$ ist in Bild 49c ebenfalls aufgetragen, und zwar für den Spezialfall, daß $f_w = 1/2\pi RC$ ist. Mit dieser Dimensionierung

erhält man für die resultierende Übertragungsfunktion aus Leitung und Entzerrer:

$$(112) \qquad G_{E,t} \cdot G_M = G_M(0) \frac{Z_M}{R + Z_M} \cdot \frac{1}{1 + j2\pi f RC \cdot \frac{Z_M}{R + Z_M}}$$

Diese Übertragungsfunktion ist nach Bild 49c im Bereich $0 \leq f < f_g$ annähernd konstant gleich $G_M(0) \cdot [Z_M/(R + Z_M)]$ und erfüllt somit Gl. (108). Nachteilig an diesem Entzerrer ist, daß die Konstante $G_M(0) \cdot [Z_M/(R + Z_M)]$ sehr klein ist, z. B. 0, 1; dies bedeutet, daß der Pegel des Empfangsfiltersignals $u_I(t)$ sehr viel niedriger ist als der Pegel des Sendesignals $u_S(t)$. Das entzerrte Signal muß also zur weiteren Verarbeitung linear verstärkt werden, z. B. um den Faktor $\frac{1}{G_M(0)} \cdot \frac{R+Z_M}{Z_M}$, wenn der Pegelverlust voll ausgeglichen werden soll.

Demgegenüber wird bei einem aktiven Dämpfungsentzerrer nach Bild 49b die Verstärkung mit der eigentlichen Entzerreraufgabe zusammengefaßt. Die Schaltung besteht aus einem Operationsverstärker und zwei RC-Parallelkombinationen $\mathfrak{Z}_1$ und $\mathfrak{Z}_2$. Die Übertragungsfunktion läßt sich näherungsweise aus dem Verhältnis $\mathfrak{Z}_2/\mathfrak{Z}_1$ berechnen. Auf den Entzerrer angewandt gilt mit

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{R_1}{1+j2\pi f \cdot R_1 C_1} \quad \text{und} \quad \mathfrak{Z}_2 = \frac{R_2}{1+j2\pi f \cdot R_2 C_2}$$

$$(113) \qquad G_{E,t}(f) \approx -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1+j2\pi f\, R_1 C_1}{1+j2\pi f\, R_2 C_2}$$

Gl. (113) hat dieselbe Gestalt wie Gl. (108), jedoch kann in ihr das Widerstandsverhältnis R_1/R_2 so gewählt werden, daß es z. B.

denselben Wert annimmt wie der konstante Faktor $G_M(0)$ der Leitung. Für den Fall $f_w = 1/2\pi R_1 C_1$ bedeutet diese Dimensionierung, daß die resultierende Übertragungsfunktion aus Leitung und nachgeschaltetem Entzerrer

$$(114) \quad G_{E,t} \cdot G_M \approx -\frac{1}{1 + j2\pi f\, R_2 C_2}$$

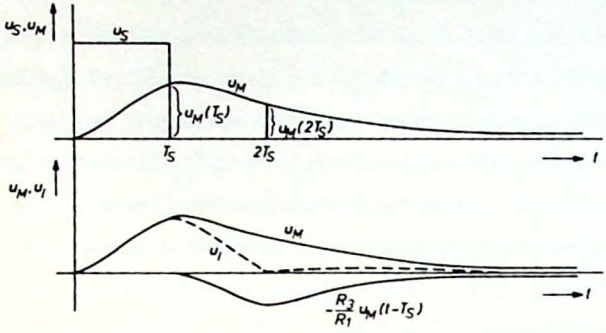
im Frequenzbereich $0 \leq f < f_g$ gleich -1 ist, d.h. der Pegel am Ausgang des Empfangsfilters ist ebenso groß wie der Pegel am Leitungseingang. Für beide behandelten Entzerrer gilt gleichermaßen, daß nach Gl. (112) und Gl. (114) die resultierenden Übertragungsfunktionen im interessierenden Frequenzbereich eine nahezu lineare Phase besitzen.

Die Dimensionierung des passiven und des aktiven Entzerrers wurden im Frequenzbereich vorgenommen. Für einen dritten Entzerrer, den Echoentzerrer, ist die Betrachtung im Zeitbereich anschaulicher. Bild 50 zeigt einen einfachen Spezialfall dieses Entzerrers. Ein mit einem Widerstand R_3 gegengekoppelter Verstärker ist mit zwei Eingangssignalen beschaltet: an den positiven Eingang wird über einen Widerstand R_2 das verzerrte Leitungssignal u_M gelegt, an den negativen Eingang über einen Widerstand R_1 das in einem Laufzeitglied um die Symboldauer T_S verzögerte Signal $u_M(t-T_S)$. Mit der Dimensionierung $R_2 = R_3$ und $R_3 < R_1$ gilt für das Ausgangssignal u_I des Entzerrers:

$$(115) \quad u_I(t) = u_M(t) - \frac{R_3}{R_1} \cdot u_M(t-T_S)$$

Speziell für $\frac{R_3}{R_1} = \frac{u_M(2T_S)}{u_M(T_S)}$ nimmt $u_I(2T_S)$ den Wert 0 an, d.h.

die Amplitude des entzerrten Signals ist im Zeitpunkt $2T_S$ nur vom betrachteten Sendeimpuls, nicht aber von folgenden Impulsen abhängig. Dieser Echoentzerrer läßt sich auf kompliziertere Strukturen erweitern, so daß sich z.B. auch bei $3T_S$ ein Nulldurchgang im Signal u_I erzwingen läßt, usw.



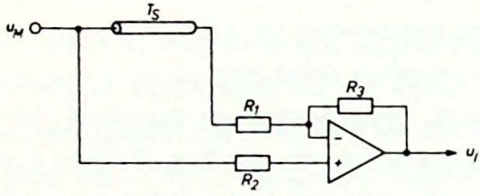


Bild 50:
Prinzip des Echoentzerrers

Neben den Dämpfungs- und Phasenverzerrungen auf der Leitung wirken auf die Sendeimpulse bei der Übertragung die bereits weiter oben angesprochenen Bandpaßverzerrungen ein, die bei einer symmetrischen Leitung als Übertragungsmedium durch die Verwendung von Übertragern zustande kommen. Die Bandpaßübertragungsfunktion für die in Bild 51a gezeigte typische Anordnung berechnet sich zu

$$G_B(f) = G_M(f) \cdot G_{E,t}(f) \cdot G_{\ddot{U}}(f)^2 \tag{116}$$

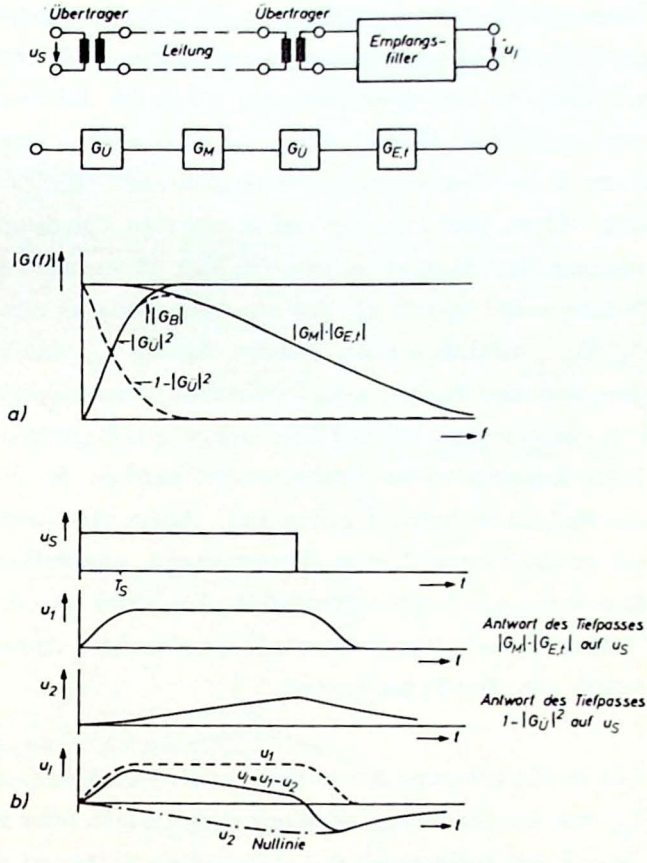


Bild 51: Erläuterungen zur Wirkung der Bandpaßverzerrungen bei Abtrennung der tiefen Spektralanteile des Sendesignals u_S
a) Aufbau einer Übertragungsstrecke mit Übertragern und zugehörigen Übertragungsfunktionen; b) Entstehung des verzerrten Signals u_I

und hat den in Bild 51b gezeigten Verlauf. In den meisten praktischen Fällen ist die durch die Übertrager gegebene untere Grenzfrequenz von $G_B(f)$ sehr klein verglichen mit der oberen Grenzfrequenz, die durch die Übertragungsfunktion des Empfangsfilters bestimmt ist. Bild 51b erläutert die Wirkung der Bandpaßbegrenzung auf die Übertragung eines Sendesignals u_S, das eine längere

Folge von "1"- und "0"-Impulsen enthält. Das Spektrum dieser Folge weist Anteile bei sehr tiefen Frequenzen auf, insbesondere bei der Frequenz Null (Gleichstrom), die durch die Übertrager (Hochpaß) ausgefiltert werden, was - im allgemeinen abhängig von der Statistik der Codesymbole - zu sogenannten "Schwankungen der Nullinie" führt. Bild 51b zeigt das zugehörige Empfangssignal u_I am Ausgang des Bandpasses; es setzt sich näherungsweise aus der Differenz des Signals u_1, das als Antwortsignal des Tiefpasses $G_M \cdot G_{E,t}$ aufzufassen ist, und des Signals u_2, das bei der Übertragung über den Tiefpaß $1-G_{\ddot{U}}^2$ entstünde, zusammen. Da die Detektion von u_I bereits bei der Überlagerung mit geringen Störungen zu Fehlern führen würde, muß versucht werden, die Schwankungen der Nullinie rückgängig zu machen, indem die durch die Übertrager ausgefilterten Frequenzkomponenten, speziell der Gleichstrom, dem Signal u_I wieder zugesetzt werden. Dies geschieht in einer "Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung", dessen prinzipieller Aufbau aus Bild 52 hervorgeht.

Für die Erläuterung der Wirkungsweise wird vom Ausgangssignal u_Z des Amplitudenregenerators ausgegangen (das nahezu identisch ist mit dem Sendesignal u_S), aus dessen Spektrum derjenige Spektralanteil herausgefiltert wird, der dem Eingangssignal u_I wegen der Begrenzung der tiefen Frequenzen verloren gegangen ist. Dies geschieht in einem Tiefpaßfilter mit der Übertragungsfunktion

$$(117) \qquad G_F(f) = 1 - G_{\ddot{U}}(f)^2$$

Das Ausgangssignal u_F dieses Filters wird nun in einem Summationsverstärker zum Eingangssignal u_I addiert, so daß an dessen Ausgang das lediglich tiefpaßbegrenzte Summensignal u_I^* gebildet

wird. Durch die nachfolgende Amplitudenregeneration schließlich wird aus diesem Signal das gewünschte Ausgangssignal u_Z gewonnen.

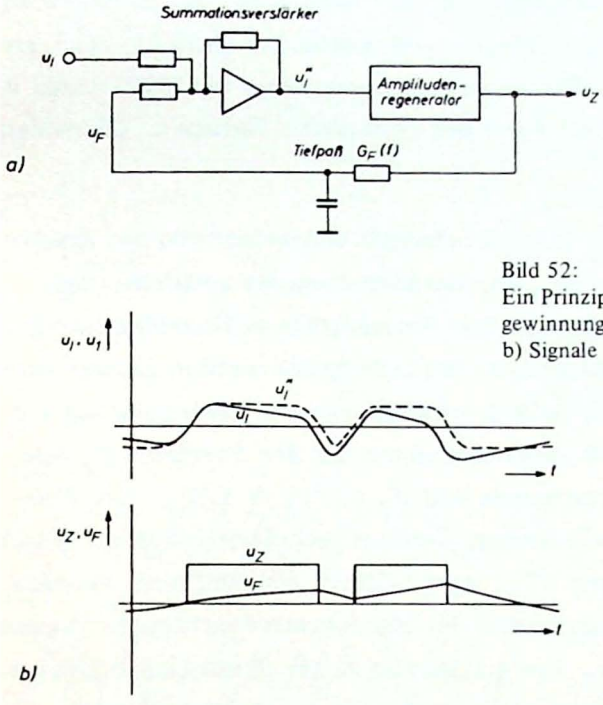


Bild 52:
Ein Prinzip zur Gleichstromwiedergewinnung; a) Schaltung; b) Signale

Wie bereits in Bild 48 am Beispiel eines Signalumsetzers zur Umwandlung eines Binärcodes in einen Ternärcode gezeigt wurde, kann die Schwankung der Nullinie auch durch eine geeignete Wahl des Übertragungscodes verhindert werden. Die Aufgabe dieser Signalumsetzung besteht dann darin, lange "1"- und "0"-Folgen zu vermeiden, was zur Folge hat, daß das Spektrum des Codes unterhalb der Grenzfrequenz der Übertrager keine nennenswerten Spektralanteile aufweist.

2.3.2.2 Amplituden- und Zeitregenerator, Taktaussiebung

Der erste Schritt zur vollständigen Regenerierung des entzerrten und geformten Signals u_I besteht in der Regeneration seiner Amplituden im Amplitudenregenerator, der bereits bei der Erläuterung der Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung (Bild 52) beschrieben wurde. Der Amplitudenregenerator erzeugt ein NRZ-Signal u_Z, dessen Amplituden mit denen des gesendeten Signals u_S übereinstimmen.

Die Symboldauer T_Z dagegen schwankt und weicht von der Sendeimpulsdauer T_S um ΔT_Z ab. Um auch noch die zeitliche Lage der Signalflanken mit denen des Sendesignals in Übereinstimmung zu bringen, wobei die Amplituden beibehalten werden (dieser Vorgang heißt Zeitregeneration), benötigt man ein Taktsignal u_T mit der Frequenz f'_S, die möglichst genau mit der Frequenz f_S des Sendesignals übereinstimmen soll ($f'_S = 1/T'_S \approx 1/T_S$). Die Flanken dieses Taktsignals weisen in einem technischen System jedoch geringe Schwankungen $\Delta T'_S$, auch "Jitter" genannt, auf, die sich direkt auf das Ausgangssignal des Regenerativverstärkers übertragen, da das Signal u_Z von u_T jeweils in der Symbolmitte (genauer im zeitlichen Mittelwert aller Symbolmitten) abgetastet wird.

Das Taktsignal u_T kann z.B. einer zur Übertragungsstrecke parallel laufenden "Taktleitung" entnommen werden (Fremdsynchronisation). Üblicherweise wird das Taktsignal jedoch aus dem Empfangssignal selbst abgeleitet (Eigensynchronisation). Dies ist möglich, weil die zeitliche Lage der Impulse des Empfangssignals immer dann festgelegt wird, wenn ein Symbolwechsel von "0" nach "1" und umgekehrt stattfindet. Bild 53b zeigt eine binäre Codesymbolfolge u_I, aus der durch Differentiation ein Signal u_1 erzeugt wird, das bei

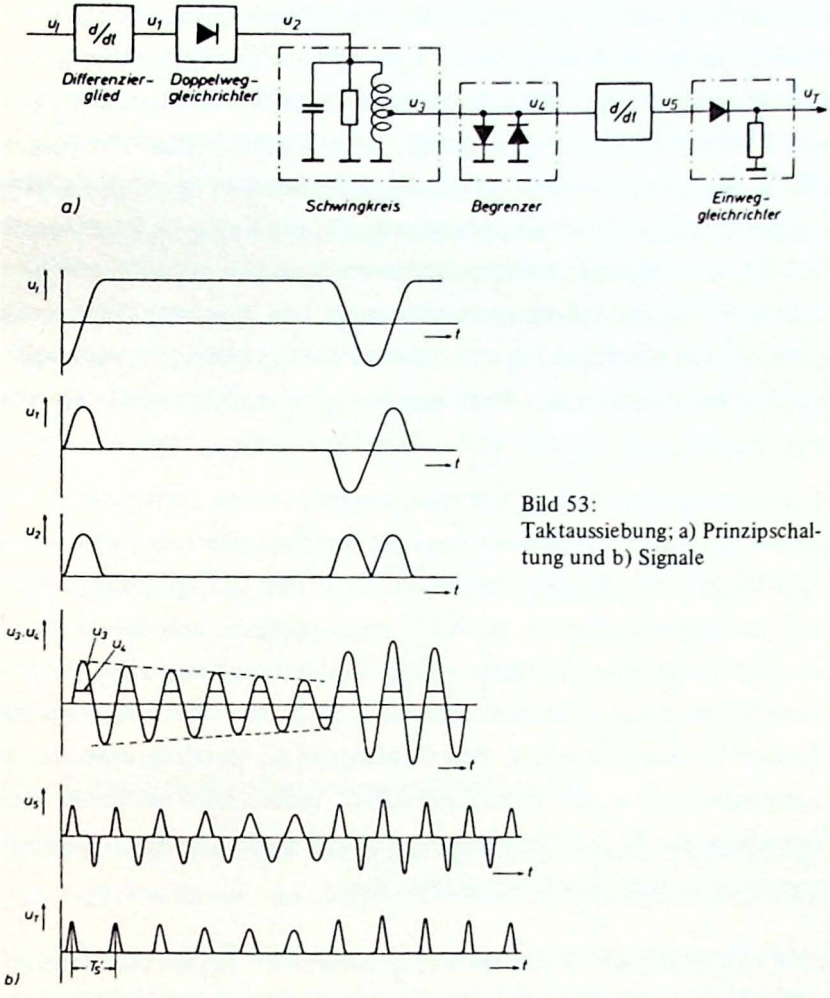


Bild 53:
Taktaussiebung; a) Prinzipschaltung und b) Signale

jedem Symbolwechsel "0" auf "1" einen positiven Impuls enthält und bei jedem Symbolwechsel "1" auf "0" einen negativen. Durch Doppelweggleichrichtung erhält man daraus das Signal u_2, in dem der kürzeste Abstand zweier Impulse ungefähr T_S ist. Das gewünschte Taktsignal u_T entsteht schließlich, wenn u_2 in eine periodische Impulsfolge mit dem Impulsabstand T'_S umgeformt wird. Die fehlenden

Impulse in u_2 lassen sich durch ein schmalbandiges, möglichst genau auf die Symbolfolgefrequenz $f'_S = 1/T'_S$ abgestimmtes Resonanzfilter erzeugen (siehe Bild 53a). Jeder Impuls des Signals u_2 stößt den Schwingkreis an und verursacht eine sinusförmige Schwingung, deren Amplituden wegen der Schwingkreisdämpfung exponentiell gedämpft abklingen. Bei jedem neuen Impuls überlagert sich die Summe der Teilschwingungen vorangegangener Impulse mit der durch den neuen Impuls erzeugten Schwingung. Am Ausgang des Schwingkreises tritt das Signal u_3 auf, in dem (bei geringer Dämpfung) die Zeitintervalle ohne Anstoßimpulse in u_2 durch eine Folge von Impulsen ergänzt wurden (siehe Bild 53b).

Durch Störungen auf dem Übertragungskanal und wegen der Interferenz aufeinanderfolgender Symbole weichen die Impulse des Signals u_2 um ΔT_Z von der zeitlichen Lage der dazugehörigen Flanken des Sendesignals ab. Da das Ausgangssignal des Schwingkreises jedoch ein Summensignal vieler Teilschwingungen ist, werden diese Schwankungen stark vermindert, d.h. der Schwingkreis reduziert die Verzerrungen. Das Taktsignal u_T gewinnt man aus dem Ausgangssignal u_3 des Schwingkreises, indem man letzteres amplitudenbegrenzt (u_4), differenziert (u_5) und gleichrichtet, wodurch nur positive Nadelimpulse übrigbleiben.

Eine zweite Art der Taktaussiebung bietet der aktive phasengeregelte Oszillator, dessen Prinzipschaltung in Bild 54 dargestellt ist. Kernstück dieser Schaltung ist ein spannungsgesteuerter Oszillator VCO (" voltage controlled oscillator"), dessen Frequenz f'_S und damit auch dessen Phase φ_T steuerbar ist: Dazu wird in einem Phasenkomparator aus dem Eingangssignal u_1 ein Signal $u(\varphi_Z)$ erzeugt, dessen Amplitude proportional zur Phase φ_Z ist, und ein zweites entsprechendes Signal $u(\varphi_T)$ aus dem VCO-Signal abgelei-

tet. Das Ausgangssignal u_2 dieses Phasenkomparators besitzt eine Amplitude, die proportional zur Phasendifferenz $\varphi_T - \varphi_Z$ ist. u_2 wird nun in einem Tiefpaß gefiltert und steuert die Frequenz f'_S des VCO so, daß die Phasendifferenz verringert wird, d.h. es tritt eine Gegenkopplung auf. Der Tiefpaß hat die Aufgabe, die Schwankungen ΔT_Z, die sich als kurzzeitige Abweichung der Phase φ_Z von der Sollphase bemerkbar machen, vom Oszillator fernzuhalten. Eine langsame Frequenzänderung des Sendesignals dagegen wird vom Phasenkomparator registriert,und das Signal u_1 regelt die Oszillatorfrequenz f'_S so lange nach, bis diese mit der Symbolfolgefrequenz f_S übereinstimmt.

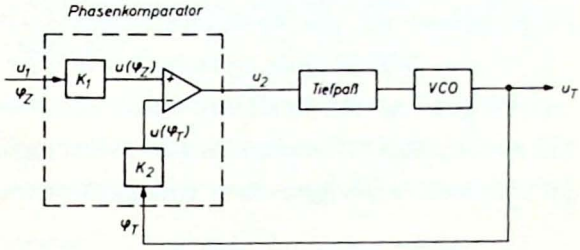


Bild 54: Blockschaltbild eines phasengeregelten Oszillators

Die Eigenschaften des phasengeregelten Oszillators unterscheiden sich von denen des Schwingkreises vor allem in zwei Punkten:

1. Falls das NRZ-Empfangsfiltersignal u_I eine größere Anzahl von gleichen Impulsen enthält, so daß Taktpausen entstehen, kann beim Schwingkreis wegen der exponentiell abnehmenden Amplituden (Signal u_3 in Bild 53) die Synchronisation verloren gehen. Die Amplitude des Taktsignals u_T beim phasengeregelten Oszillator dagegen bleibt konstant.

2. Eine Verstimmung der Frequenz des Sendesignals u_S oder der Resonanzfrequenz führt zu einem statischen Phasenfehler des Takt-

signals, der etwa umgekehrt proportional zur Bandbreite des Schwingkreises ist. Eine kleine Bandbreite ist erforderlich, um Zeitintervalle ohne Anstoßimpulse gut zu überbrücken. Dagegen sind beim phasengeregelten Oszillator die Bandbreite und der statische Phasenfehler unabhängig voneinander wählbar, d.h. der Phasenfehler kann trotz niedriger Bandbreite (was eine gute Störunterdrückung ergibt) klein gehalten werden.

Die Qualität einer Schaltung zur Taktaussiebung mißt man u. a. daran, wie stark die ausgangsseitigen Verzerrungen $\Delta T'_S(t)$ des Taktsignals gegenüber den eingangsseitigen Verzerrungen $\Delta T_Z(t)$ reduziert werden. Diesen Zusammenhang gibt die "Jitterübertragungsfunktion" an, die für den Fall sinusförmiger Schwankungen $\Delta T_Z(t)$ gilt. Bild 55 zeigt typische Kurven für den Schwingkreis und den phasengeregelten Oszillator; charakteristisch für beide Kurven ist, daß vor allem schnelle (hochfrequente) eingangsseitige Phasenschwankungen stark reduziert werden.

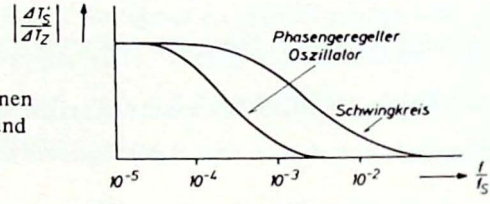


Bild 55:
Typische Jitterübertragungsfunktionen eines phasengeregelten Oszillators und eines Schwingkreises

2.3.2.3 Aufbau eines PCM-Basisband-Regenerativverstärkers

In den vorangegangenen Abschnitten wurden einige technische Lösungen zur Regeneration im Basisband diskutiert. Um die Zusammenhänge zu verdeutlichen, die zwischen den behandelten Funktions- und Baueinheiten eines PCM-Regenerativverstärkers bestehen, soll im folgenden die Arbeitsweise eines solchen Verstär-

kers beschrieben werden. Der Regenerativverstärker soll eine Folge von binären, amplitudengetasteten NRZ-Codesymbolen übertragen können. Bild 56 zeigt die vollständige Schaltung des Regenerativverstärkers und Bild 57 seine wichtigsten Signale.

Die erste Stufe des Regenerativverstärkers ist das (strichpunktiert umrandete) Empfangsfilter. Seine Aufgabe besteht einerseits darin, die Verzerrungen der Sendeimpulse u_S durch die Übertragungsleitung weitgehend zu kompensieren und andererseits, eingedrungene Störungen möglichst gut zu unterdrücken. Dies wird z.B. mit einem aktiven Filter erreicht: die Entzerrung besorgt die R_1C_1-Parallelschaltung und die Impulsformung bzw. die Störunterdrückung die Kombination R_2C_2 zwischen Aus- und Eingang des Operationsverstärkers V_1.

Das Ausgangssignal u_I des Empfangsfilters weist abgeschrägte Impulsdächer auf, da der Gleichstromanteil durch den Eingangsübertrager des Regenerativverstärkers und den Ausgangsübertra-

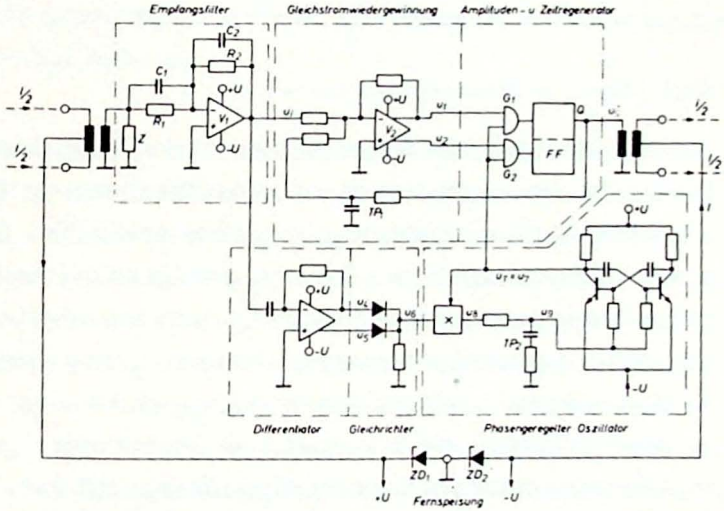


Bild 56: Schaltung eines Regenerativverstärkers

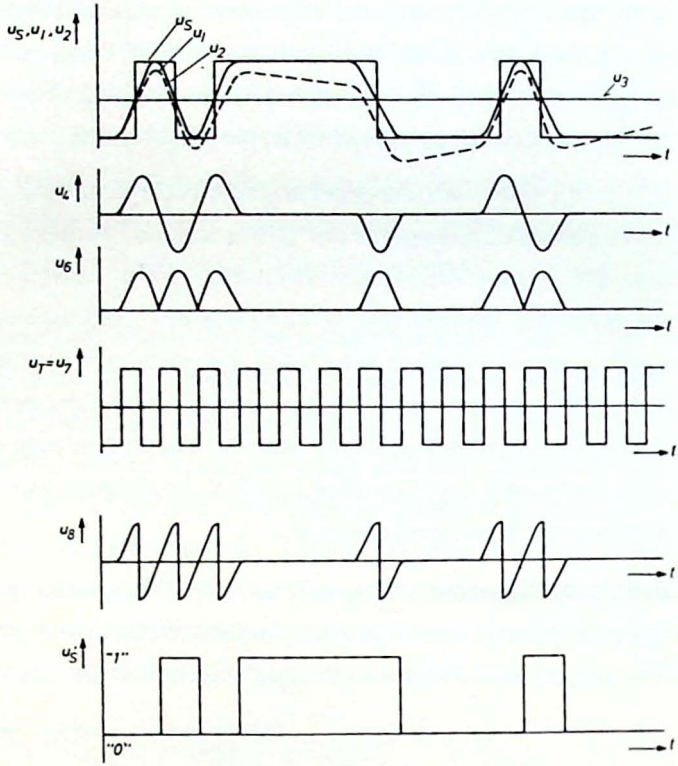


Bild 57: Signale des Regenerativverstärkers nach Bild 56

ger des vorhergehenden Regenerativverstärkers abgetrennt wurde. Dieser Gleichstromanteil wird nun in der Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung dem Signal u_I wieder zugesetzt. Dies geschieht folgendermaßen: das Signal u_I gelangt an den Invertereingang eines Summationsverstärkers V_2, der zwei komplementäre Ausgänge besitzt und ein invertiertes Signal u_1 sowie ein nichtinvertiertes Signal u_2 abgibt. Aus u_1 und u_2 wird nun im nachfolgenden Amplituden- und Zeitregenerator ein bezüglich der Impulsform und der zeitlichen Lage der Signalflanken mit dem Sendesignal u_S übereinstimmendes NRZ-Signal u_S' erzeugt (wenn man von

Störungen absieht, unterscheiden sich die Signale u_S und u'_S nur noch in der Phasenlage). Die Amplituden- und Zeitregeneration wird in zwei UND-Gattern G_1 und G_2 sowie in einem nachgeschalteten Flip-Flop durchgeführt. u_1 wird an das Gatter G_1 gelegt, u_2 an G_2, während ein Taktsignal u_T beide Gatter ansteuert. Die Gatter besitzen je eine Schwellenspannung u_3, auf die die Ruhepotentiale des Summationsverstärkers eingestellt werden. Der Ausgang Q des Flip-Flops nimmt im Abtastzeitpunkt "Eins"-Potential an, wenn $u_1 > u_3$ ist (dies entspricht einer "1" am Ausgang von G_1), und "Null"-Potential bei $u_2 > u_3$ (entspricht "1" an G_2). Das NRZ-Ausgangssignal des Flip-Flops stellt das Ausgangssignal u'_S des Regenerativverstärkers dar. Gleichzeitig wird u'_S in einem Tiefpaß TP_1 gefiltert und über eine Rückkopplungsschleife dem zweiten Eingang des Summationsverstärkers zugeführt. Bei geeigneter Dimensionierung des Tiefpasses (siehe Gl. (117)) und richtig gewählter Verstärkung des rückgekoppelten Signals u_3 entsteht so am Ausgang des Summationsverstärkers das näherungsweise tiefpaßbegrenzte Signal u_1 (bzw. u_2), das kaum mehr abgeschrägte Impulsdächer aufweist.

Das Taktsignal u_T zur Zeitregeneration wird bei dem hier behandelten Regenerativverstärker in einem phasengeregelten Oszillator (PLL, "phase-locked loop") gewonnen. Das Eingangssignal des PLL wird durch Differentiation des binären Empfangsfiltersignals u_I in einer aktiven RC-Differenzierschaltung gebildet. Diese Schaltung gibt zwei zueinander komplementäre Ausgangssignale u_4 und u_5 ab, deren positive Signalanteile über Dioden abgetrennt und dann addiert werden (u_6). Der PLL verwendet als Phasenkomparator einen Multiplizierer, der eine Multiplikation zwischen dem Doppelweggleichrichtersignal u_6 und dem Ausgangssignal $u_7 = u_T$

des spannungsgesteuerten Oszillators VCO vornimmt. Der Phasenkomparator liefert ein Signal u_8, dessen linearer Mittelwert proportional zur Differenz zwischen der Phase des Signals u_6 und derjenigen des Signals u_T ist. Der Oszillator VCO stellt einen astabilen Multivibrator dar und enthält zwei Transistoren, die kreuzweise kapazitiv miteinander gekoppelt sind. Die Basen beider Transistoren werden über Vorwiderstände von einer Regelspannung u_9 angesteuert, die mit Hilfe einer Tiefpaßfilterung (TP_2) aus dem Signal u_8 des Phasenkomparators gebildet wird. Durch Veränderung dieser Basisvorspannungen läßt sich eine einfache Frequenzabstimmung des VCO vornehmen.

Die Schaltung dieses Regenerativverstärkers läßt sich weitgehend aus integrierbaren Bauelementen und bereits käuflichen integrierten Baugruppen aufbauen, d.h. aus Transistoren, Dioden, Widerständen und Kapazitäten sowie aus Differenzverstärkern und Logikbausteinen. Vorteile dieser Schaltungstechnik liegen u.a. im geringen Platzbedarf und in der hohen Zuverlässigkeit.

Die im Übertragungskanal liegenden Regenerativverstärker müssen vom PCM-Sender aus ferngespeist werden. Dies geschieht bei der Übertragung über eine symmetrische Doppelleitung derart, daß auf beiden Adern je ein Konstantstrom I/2 fließt, der sich an der Mittelanzapfung des Eingangsübertragers eines Regenerativverstärkers summiert, ohne die Signalübertragung zu beeinflussen. Der Summenstrom I erzeugt an Zenerdioden ZD_1 und ZD_2 Spannungsabfälle $\pm U$, mit denen alle aktiven Komponenten des Regenerativverstärkers versorgt werden (siehe Bild 56). Der über die Rückwärtsrichtung geschlossene Speisestromkreis heißt auch "Phantomkreis".

2.4 *Technik der Decodierung, Aufbau von Decodierern*

Die Decodierung eines Digitalsignals (auch Digital-Analog-Wandlung genannt) kann - ebenso wie die Codierung - auf viele Arten vorgenommen werden. In diesem Abschnitt werden drei Decodierer vorgestellt: der Zähldecodierer, der Decodierer nach Shannon sowie der Bewertungsdecodierer.

2.4.1 Der Zähldecodierer

Die Umkehrung des Prinzips der Zählcodierung nach Abschnitt 2.2.2.1 führt auf das Prinzip der Zähldecodierung. Da der Aufbau und die Arbeitsweise des Zählcodierers sehr ausführlich erläutert wurden, kann der Zähldecodierer in knapper Form beschrieben werden.

Das Blockschaltbild des Zähldecodierers zeigt Bild 58. Kernstück ist ein n-stufiger (hier: n = 4) Binärzähler mit den Wertigkeiten 2^0 bis 2^3, der - im Gegensatz zum Binärzähler des Codierers - als Rückwärtszähler arbeitet. Der Decodiervorgang beginnt damit, daß die Symbole je eines n-stelligen Codewortes mit einem Takt T_1 in die n Stufen des Binärzählers überschrieben werden. Gleichzeitig wird der Ausgang Q eines Flip-Flops FF auf "1" gesetzt. Das Flip-Flop öffnet über eine Rückkopplung ein UND-Gatter G_1 und bewirkt, daß Zählimpulse eines Taktes T_2 (der gegenüber T_1 leicht verzögert ist) auf den Eingang des Binärzählers gelangen können. Mit jedem Zählimpuls wird der Anfangszählerstand um eine binäre Einheit erniedrigt, und zwar so lange, bis der Binärzähler die Stellung "0000" erreicht hat. Dies wird mit einem NAND-Gatter G_2, das alle n Ausgangssignale des Zählers miteinander verknüpft, in

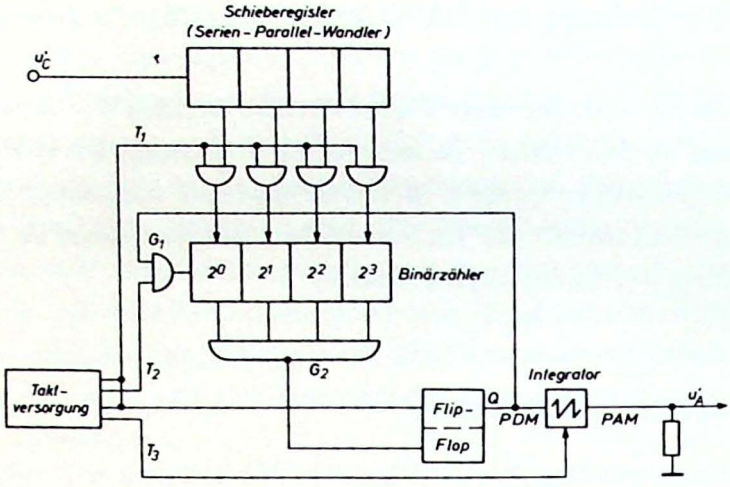


Bild 58: Blockschaltbild eines 4-stufigen Zähldecodierers

Form eines Löschsignals für das Flip-Flop FF festgestellt. Der Ausgang Q von FF wird wieder auf "0" zurückgesetzt, so daß auf diese Weise ein pulsdauermoduliertes Signal entsteht, dessen Dauer proportional zur Zahl der Zählimpulse ist. Die Analogie zur Zählcodierung nach Bild 39 ist also deutlich zu erkennen. Nun muß das PDM-Signal noch in ein entsprechendes PAM-Signal umgewandelt werden. Dazu wird das PDM-Signal über ein Abtastintervall hinweg integriert und unmittelbar vor Beginn des nächsten Decodiervorganges mit einem Takt T_3 abgetastet, verbunden mit einer Rücksetzung des Integrators.

2.4.2 Der Decodierer nach Shannon

Bei einer Klasse von Decodierverfahren (gleiches gilt für Codierverfahren) erfolgt die Bewertung jedes Codesymbols durch eine exponentiell ansteigende oder abfallende Spannung. Ein Beispiel

für eine derartige Decodierung ist im "Shannon-Decodierer" realisiert, dessen Prinzipschaltung Bild 59 zeigt. In der einfachsten Ausführung enthält dieser Decodierer ein RC-Netzwerk, das über einen Schalter S_1 an eine Stromquelle angeschlossen ist (realisiert wird die Stromquelle durch eine Spannungsquelle U_0 mit großem Innenwiderstand R_1). S_1 wird von einem UND-Gatter G angesteuert, das mit Hilfe eines Steuertaktes T_1 diejenigen NRZ-Codesymbole der Übertragungsstrecke, die aus einer "1" bestehen, in schmale Impulse der Dauer ΔT umformt. S_1 schließt bei jedem dieser Im-

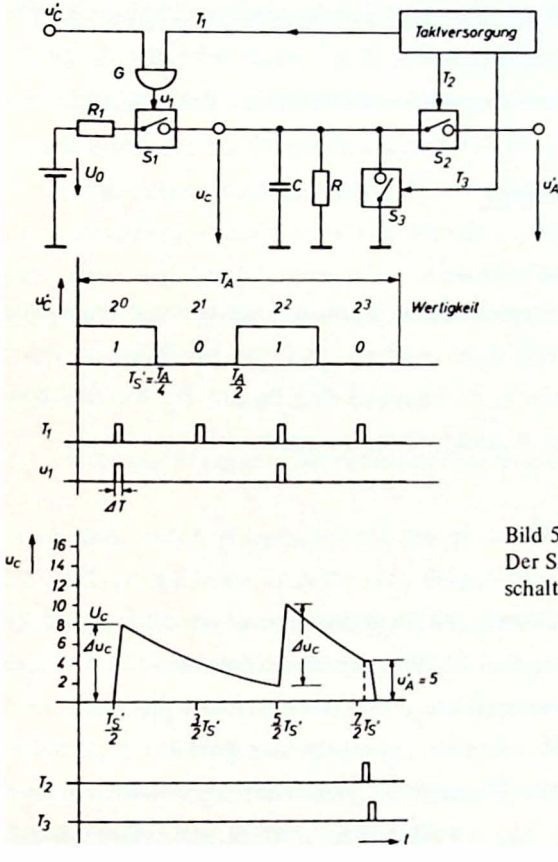


Bild 59:
Der Shannon-Decodierer; Prinzipschaltung und Signale

pulse für die Dauer ΔT, so daß sich der (zunächst als ungeladen angenommene) Kondensator C entsprechend der Gleichung

$$(118) \qquad u_c(t) \approx U_o(1 - e^{-t/R_1C})$$

auflädt. Während ΔT steigt u_c demnach um

$$(119) \qquad \Delta u_c = U_o(1 - e^{-\Delta T/R_1C}) \approx U_o \frac{\Delta T}{R_1C} \quad .$$

Im Beispiel von Bild 59 ist Δu_c gleichbedeutend mit s/2 (= 8) Einheiten. Zwischen den Impulspausen, d.h. wenn Schalter S_1 geöffnet ist, entlädt sich der Kondensator C über den Widerstand R nach der Gleichung

$$(120) \qquad u_c(t) = U_c \cdot e^{-t/RC}$$

Dabei bedeutet U_c die Kondensatorspannung unmittelbar nach dem Öffnen des Schalters. Die Zeitkonstante $R \cdot C$ ist im Shannon-Decodierer so bemessen, daß $u_c(t)$ während der Dauer T'_S eines Codesymbols um den Faktor 2 sinkt, d.h. es gilt:

$$(121) \qquad R \cdot C = T'_S/\ln 2$$

Die genauere Wirkungsweise des Decodierers wird nun anhand der Decodierung des Codewortes "1010" erläutert (siehe Bild 59): Der erste Impuls des Gattersignals u_1, der durch Abtastung der ersten "1" des NRZ-Signals u'_C entsteht, schließt zur Zeit $t = T'_S/2$ den Schalter S_1 und bewirkt, daß sich der zunächst ungeladene Kondensator auf die Spannung $\Delta u_c = 8$ Einheiten auflädt. Die Kondensator-

spannung $u_c(t)$ sinkt in der Zeit $T'_S/2 + T'_S$ auf 4 Einheiten ab, nach $T'_S/2 + 2T'_S$ auf 2 Einheiten. Der Impuls der zweiten "1" (drittes Codesymbol) erhöht die Momentanspannung des Kondensators wiederum um $\Delta u_c = 8$ Einheiten auf insgesamt $U_c = 10$ Einheiten. Nach dem 4. Codesymbol, das keinen Beitrag liefert ("0"), ist $u_c(t)$ auf 10:2 = 5 Einheiten abgesunken. Schalter S_2 tastet die Kondensatorspannung mit einem Takt T_2 ab und überträgt das Ergebnis der Decodierung: $u'_A = 5$ Einheiten (entspricht $1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3$) auf den Ausgang. Nach erfolgter Abtastung muß sich der Kondensator wieder vollständig entladen; dies besorgt ein weiterer Schalter S_3, der von einem Entladetakt T_3 angesteuert wird.

Die beiden bisher beschriebenen Decodierer arbeiten mit linearer Quantisierung; im folgenden Abschnitt 2.4.3 wird am Beispiel des Bewertungscodierers gezeigt, wie die Expansion direkt in den Decodiervorgang einbezogen werden kann ("nichtlineare Decodierung", vgl. auch die Ausführungen des Abschnittes 2.2.2 im Zusammenhang mit der "nichtlinearen Codierung").

2.4.3 Der nichtlineare Bewertungsdecodierer

Nach dem n-ten Wägeschritt erzeugt der in Abschnitt 2.2.2.2 ausführlich behandelte nichtlineare Wäge- bzw. Bewertungscodierer am Summationswiderstand R_8 einen quantisierten Näherungswert u_X des zu codierenden Eingangssignals u_{SH}. Gerade dieser Näherungswert u_X ist aber identisch mit dem gewünschten Ausgangssignal des Bewertungsdecodierers, d.h. der Wägecodierer enthält in seinem Rückkopplungszweig bereits die wesentlichen Bestandteile des Decodierers.

Bild 60 zeigt als Beispiel die Schaltung eines nichtlinearen 4-Bit-Bewertungsdecodierers mit den Baugruppen: Logik, Speicher, Gewichtssatz und Taktversorgung, die auch der Codierer enthält. Die Expanderkennlinie dieses Codierers ist invers zur Kompressorkennlinie nach Bild 42. Der genauere Ablauf des Decodiervorganges wird nun kurz beschrieben, wobei auf die ausführlichen Erläuterungen des Codiervorganges in Abschnitt 2.2.2.2 hingewiesen wird. Das zu decodierende Codewort sei z.B. "1100".

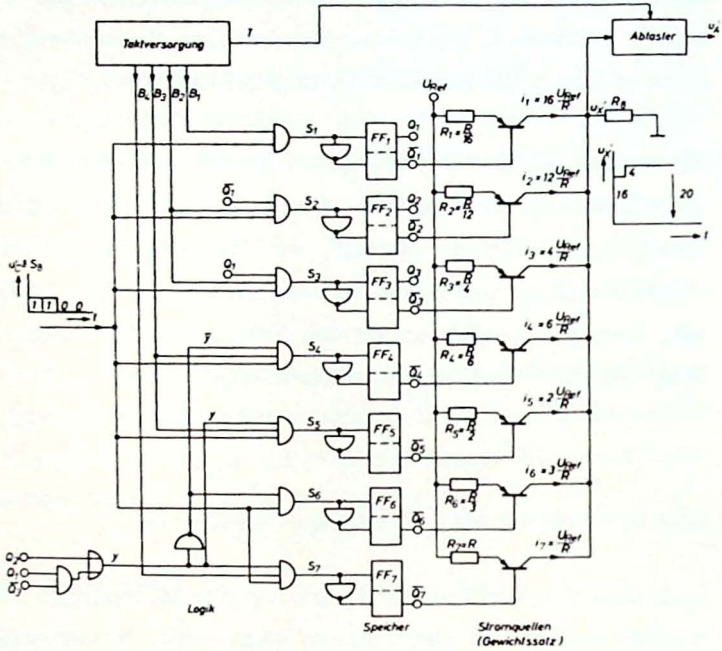


Bild 60: Schaltung eines nichtlinearen 4-Bit-Bewertungsdecodierers

Das erste Codesymbol (S_8 = "1") verursacht zusammen mit dem Taktsignal B_1 den Setzbefehl $S_1 = B_1 \wedge S_8$ = "1" für das Flip-Flop FF_1 (siehe Bild 60). Der Ausgang $\overline{Q}_1$ von FF_1 geht auf "0" (entspricht 0 Volt); der Transistor Tr_1 gibt zusammen mit der Refe-

renzspannung U_{Ref} einen Strom $i_1 \approx U_{Ref}/R_1 = 16(U_{Ref}/R)$ ("Gewicht" 16) ab. Am Summationswiderstand R_8 entsteht die Spannung $16 \cdot (R_8/R) \cdot U_{Ref}$ (entspricht 16 Einheiten).

Das zweite Codesymbol ist wiederum eine "1" und verursacht zusammen mit B_2 die Setzbefehle $S_2 = B_2 \wedge \overline{Q}_1 \wedge S_8 =$ "0" und $S_3 = B_2 \wedge Q_1 \wedge S_8 =$ "1". S_3 setzt demnach FF_3 ($\overline{Q}_3 =$ "0") und schaltet aus den beiden zur Wahl stehenden Gewichten 12 und 4 das Gewicht 4 ein. Das Gewicht 4 ergibt an R_8 weitere 4 Spannungseinheiten.

Das dritte und vierte Codesymbol ist jeweils eine "0"; in den Taktphasen B_3 und B_4 wird somit kein weiteres Gewicht hinzugeschaltet. Das Ergebnis der Decodierung ist also: $u_X \hat{=} 16 + 4 + 0 + 0 = 20$. (Zum Vergleich: die Codierung von $u_{SH} = 22$ Einheiten ergab das Codewort "1100", d.h. beim Zusammenwirken von Codierer und Decodierer entsteht in diesem Fall ein Quantisierungsfehler von 2 Einheiten).

u'_X wird unmittelbar vor Beginn des nächsten Decodiervorganges mit dem Takt T abgetastet, so daß am Decodiererausgang ein PAM-Signal u'_A zur Verfügung steht.

Im folgenden Abschnitt 2.5 wird gezeigt, wie sich aus dem PAM-Signal das zugehörige Analogsignal zurückgewinnen läßt.

2.5 *Technik der Signalrückgewinnung*

In Abschnitt 1.8 wurde gezeigt, daß sich ein Analogsignal $u'_N(t)$ aus dem Signal u'_A des Decodierers durch Filterung mit einem idealen Tiefpaß zurückgewinnen läßt. Diese Filterung ergibt jedoch einen geringen Signalpegel und das Tiefpaßsignal muß anschließend ver-

stärkt werden. Technisch günstiger ist, das Decodierersignal u'_A auf ein Halteglied zu geben, das die Amplituden der PAM-Impulse über das ganze Abtastintervall T_A speichert. Man erhält auf diese Weise ein Treppensignal großer Energie, das eine einfache Näherung des gewünschten Analogsignals darstellt.

Das Spektrum eines PAM-Impulses mit der Amplitude A berechnet sich zu

$$(122) \qquad G_H(f) = A \cdot \frac{\sin \pi f T_A}{\pi f T_A}$$

Gl. (122) zeigt, daß mit steigender Frequenz eine immer stärkere Abweichung von dem im Idealfall horizontal verlaufenden Spektrum auftritt. Um diesen Fehler zu kompensieren, wird dem Halteglied häufig ein Entzerrer nachgeschaltet, der ca. im Frequenzbereich $0 \leq f \leq f_A/2$, d.h. bis zur höchsten Frequenz des Analogsignals das Spektrum glättet (siehe Bild 24 und Gl. 63).

Bild 61 zeigt eine geeignete Entzerrerschaltung, bestehend aus einem Operationsverstärker und einem RC-Netzwerk. Die Übertragungsfunktion dieses Entzerrers berechnet sich zu

$$(124) \qquad G_C(f) = \frac{1 + j\,2\pi f \cdot 4\,RC}{1 + j\,2\pi f \cdot RC}$$

Mit der Dimensionierung $R \cdot C = 0,1 \cdot T_A$ ergibt sich für den Betrag des Spektrums einer entzerrten Treppenstufe:

$$(125) \qquad |G_H(f)/A| \cdot |G_C(f)| = \frac{\sin \pi f T_A}{\pi f T_A} \cdot \sqrt{\frac{1 + (0,8\pi f T_A)^2}{1 + (0,2\pi f T_A)^2}}$$

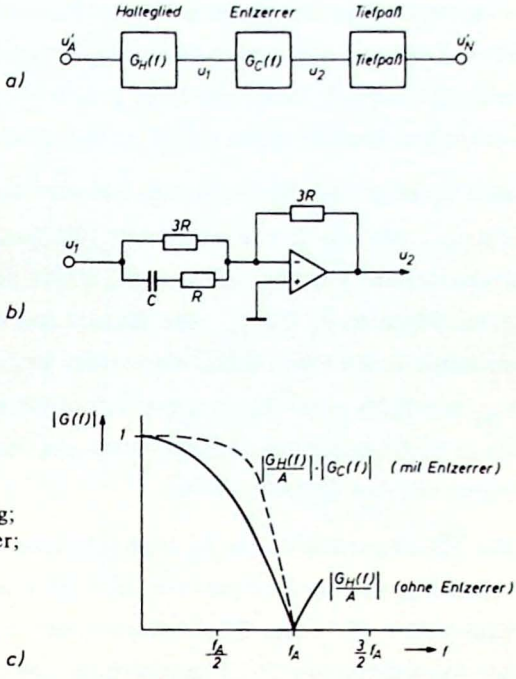


Bild 61:
Filter zur Signalrückgewinnung;
a) Blockschaltbild; b) Entzerrer;
c) Übertragungsfunktionen

Der Verlauf dieses Spektrums ist in Bild 61 zusammen mit dem Spektrum $|G_H(f)/A|$ eingezeichnet. Man erkennt deutlich die Verbesserung im gewünschten Frequenzbereich. Um auch noch die unerwünschten Oberwellen zu unterdrücken, wird das Ausgangssignal des Entzerrers u_2 zusätzlich durch einen Tiefpaß höherer Ordnung, der alle Frequenzen $f > f_A/2$ möglichst gut unterdrücken soll, gefiltert; der prinzipielle Gesamtaufbau des Signalrückgewinnungsfilters ist in Bild 61a dargestellt.

2.6 *Zeitmultiplextechnik*

Die bisherigen Ausführungen beziehen sich auf die Übertragung <u>eines</u> Analogsignals $u_N(t)$. In den meisten technischen PCM-Syste-

men werden jedoch durch zeitliche Staffelung der Abtastwerte mehrere Analogsignale gleichzeitig übertragen. Diese Zeitmultiplextechnik wurde in Abschnitt 1.10 ausführlich behandelt; die nachstehenden Ausführungen sollen einige Realisierungshinweise geben.

Bild 62 zeigt eine Multiplexeinrichtung für k Analogsignale u_{N1} bis u_{Nk}, die aus k verschiedenen Kanälen stammen (in dem hier dargestellten Beispiel gilt k = 4). Diese Analogsignale werden von Abtastsignalen u_1 bis u_k, die jeweils um die Dauer T_A/k gegeneinander verschoben sind, abgetastet und die Abtastwerte u_{A1} bis u_{Ak} mit Hilfe eines Summationsverstärkers zusammengefaßt. Durch diese Multiplexbildung erzeugt man ein Signal u_m, das als Eingangssignal für den Codierer dient.

Die Abtastsignale u_1 bis u_k stammen aus einer Taktversorgungsschaltung, die im Beispiel von Bild 62 aus einem zweistufigen Binärteiler (FF_1 und FF_2) besteht, der von einem Taktsignal mit der Periodendauer $T_A/4$ angesteuert wird. Der Binärteiler liefert die Signale Q_A, $\overline{Q}_A$, Q_B und $\overline{Q}_B$, die über UND-Gatter G_1 bis G_4 miteinander verknüpft sind und in monostabilen Schaltungen MF_1 bis MF_4 zu schmalen Impulsen u_1 bis u_4 der Dauer ΔT_A geformt werden.

Der Demultiplexer hat die Aufgabe, das PAM-Ausgangssignal u'_m eines Decodierers in die k Teilsignale u'_{A1} bis u'_{Ak} aufzuspalten, die dann in Signalrückgewinnungsfiltern gefiltert werden, so daß die Analogsignale u'_{N1} bis u'_{Nk} entstehen. Der Demultiplexer arbeitet also wie der Multiplexer, nur in umgekehrter Reihenfolge, d.h. es können dieselben Abtaster und die dazugehörige Taktversorgungsschaltung angewendet werden. Bild 63 erläutert das Prinzip der Demultiplexbildung anhand eines Beispiels mit k = 4 Kanälen.

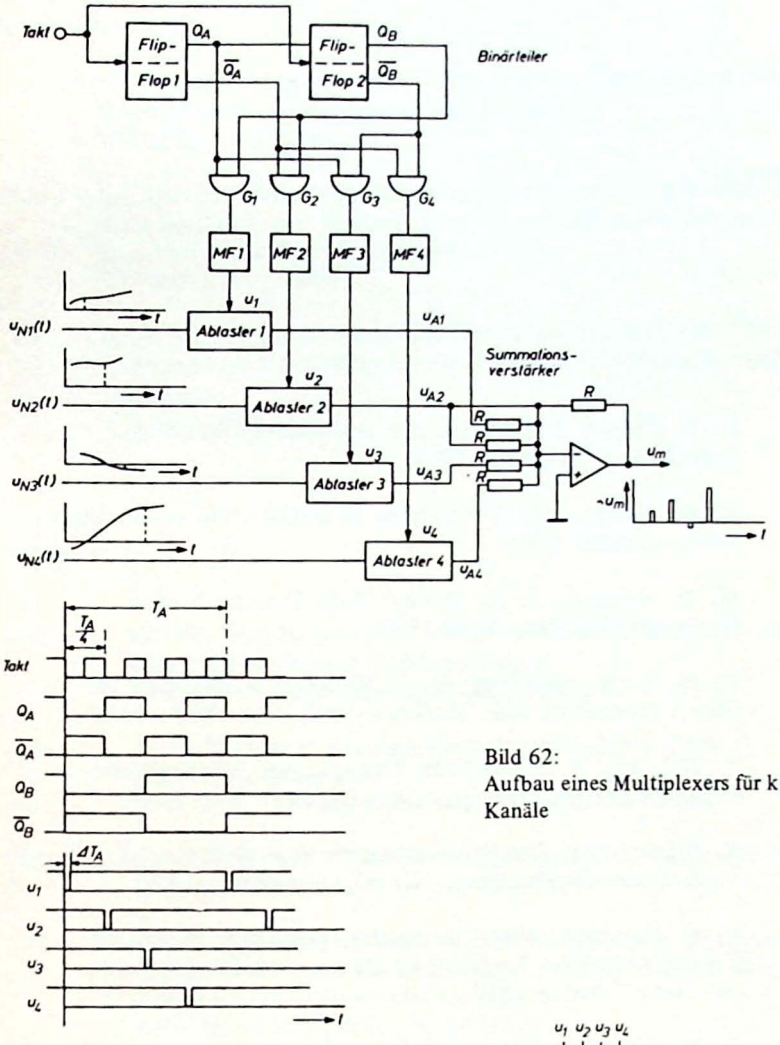
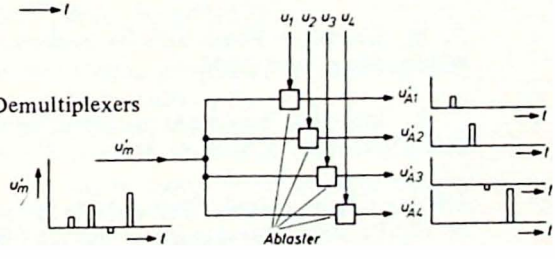


Bild 62:
Aufbau eines Multiplexers für k = 4 Kanäle

Bild 63:
Prinzipieller Aufbau eines Demultiplexers für K = 4 Kanäle



Literatur

Bücher

1 H. F. Mayer: Prinzipien der Pulscodemodulation. Oldenbourg, München 1954

2 K. W. Cattermole: Principles of pulse code modulation. Iliffe, London 1969

3 W. R. Bennett, J. R. Davey: Data Transmission. McGraw-Hill, New York 1965

4 R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon: Principles of Data Communication. McGraw-Hill, New York 1968

5 E. Hölzler, H. Holzwarth: Theorie und Technik der Pulsmodulation. Springer, Berlin 1957

6 K. Küpfmüller: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Hirzel, Stuttgart 1949

7 A. K. Susskind: Notes on Analog-Digital Conversion Techniques. The Technology Press of MIT; Chapman and Hall, London 1957

8 F. M. Gardner: Phaselock Techniques. Wiley, New York 1966

9 C. E. Shannon: The mathematical theory of communication. The University of Illinois Press, Urbana 1949

10 Jahnke-Emde-Lösch: Tafeln höherer Funktionen. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart 1960

Dissertationen

11 U. Appel: Vergleich von Codes für die Übertragung digitaler Signale in regenerativen Kanälen.
TU München, 1971

12 K. Tröndle: Die Verbesserung der Geräuschschwelle pulscodemodulierter Signale durch Anwendung fehlererkennender und fehlerkorrigierender Codes.
TU München, 1970

13 R. Weiß: Regenerative Übertragungsstrecken zur Übertragung von PCM-Signalen auf symmetrischen Ortsleitungen.
TU München, 1972

Aufsätze

14 H. W. Wellhausen, H. Hessenmüller: Grundparameter eines PCM-Nahverkehrssystems.
Der Fernmelde-Ingenieur 23 (1969), H. 3 und 4

15 J. S. Mayo: A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals.
Bell Syst. Techn. Journal 41 (1962), S. 25-97

16 M. R. Aaron: PCM-Transmission in the Exchange Plant.
Bell Syst. Techn. Journal 41 (1962), S. 99-141

17 K. D. Schenkel: Entwurf eines integrierten digitalen Nachrichtensystems mit Vielfachzugriff für ein beliebig verzweigtes Breitbandnetz.
AEÜ Band 27 (1973), S. 168-176

18 R. Hildenbrand: Codemultiplexverfahren für ein verzweigtes Glasfasernetz.
AEÜ Band 27 (1973), S. 177-180.

19 E. Hafner: Die Berechnung der Quantisierungsverzerrungen an einer nichtlinearen Stufenleiter.
AEÜ, Band 22 (1968), S. 413-418

20 H. Weber: Grundlegende Eigenschaften der Pulscodemodulation. Technische Mitteilungen PTT, Band 6 (1966)

21 H. M. Christiansen: PPM und PCM - zwei Zeitmultiplexverfahren für den Fernsprechnahverkehr. Nachrichtentechnische Zeitschrift, Jahrgang 18, Heft 4 (1965), S. 181-185

22 H. Marko, H. L. Hartmann (Herausgeber): PCM-Technik. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 42 (1972)

23 H. Marko, G. Binkert, A. Weber: Die aktive Impulsleitung, ein digitales Übertragungssystem für Koaxialkabel (300 Mb/s). In: PCM-Technik, NTF 42 (1972), S. 170-188

24 W. Arens, R. Kersten, W. Poschenrieder: Die Pulscode-Modulation und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens (1968), S. 184-24

25 Th. Irmer: PCM-Technik in Europa, insbesondere in Deutschland. In: PCM-Technik, NTF 42 (1972), S. 30-36

26 H. L. Hartmann: Vergleich der Taktbetriebsarten integrierter PCM-Netze. In: PCM-Technik, NTF 42 (1972), S. 297-310

27 H. Häberle: Die Synchronisierung in PCM-Übertragungssystemen. NTZ H. 11 (1969), S. 628 ff

28 W. Kaiser (Herausgeber): Datenübertragung. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 37 (1969)

29 W. Schüßler: Zum Entwurf impulsformender Netzwerke. In: Datenübertragung , NTF 37 (1969), S. 297-311

30 H. G. Musmann: Über redundanzreduzierende Quellencodierung. Deutsche Luft- und Raumfahrt Forschungsbericht 70-56 (1970)

31 H. Ohnsorge: Ein System zur Kompression des Nachrichtenflusses bei digitaler Bildübertragung. AEÜ, Band 27, Heft 3 (1973), S. 111-120.

32 H. Häberle: Ein theoretischer Vergleich von Modulationsverfahren für den Satellitenfunk. NTZ 1966, Heft 4, S. 193-195

33 H. Marko: Planungsprinzipien digitaler Weitverkehrssysteme. NTZ 1974, Heft 2, S. 2-8

34 H. Marko, R. Weiß, G. Binkert: Ein Digitalverstärker-Hybridsystem für 280 Mbit/s und 560 Mbit/s zur PCM-Übertragung auf Koaxialleitungen. NTZ 1974, Heft 2, S. 9-13

35 H. Marko, R. Weiß, G. Binkert: Impulsgenerator und Regenerativverstärker des Digitalverstärker-Hybridsystems für 280 Mbit/s und 560 Mbit/s. NTZ 1974, Heft 2, S. 14-19

Symbolverzeichnis

α	Dämpfungskonstante
α	Tastverhältnis
A_o	Amplitude
A_i	Amplitude eines Abtastwertes
β	Phasenkonstante
b	Zahl der Codesymbole
B	Bittakt (bei Wägecodierer)
B_G	Bandbreite
B_N	Bandgrenze
C	Kapazität
$\delta(t)$	Diracstoß
$\Delta\varphi$	Phasenabweichung
ΔT_A	Abtastdauer
$\Delta T'_S$	Schwankung der Symboldauer des Zeitregeneratorsignals
ΔT_Z	Schwankung der Symboldauer des Amplitudenregeneratorsignals
ΔU	Amplitudenintervall
ε	relativer Fehler
f	Frequenz

f_A	Abtastfrequenz
FF	Flip-Flop
f_g	Grenzfrequenz
f_m	Symbolfolgefrequenz (Bitrate)
f_w	Wirbelstromgrenzfrequenz
G	Gatter
$G_B(f)$	Bandpaßübertragungsfunktion
$G_E(f)$	Frequenzgang des Entzerrers
$G_{E,t}(f)$	Frequenzgang des technischen Entzerrers
$G_F(f)$	Frequenzgang eines Tiefpasses
$G_G(f)$	(gesamte) Übertragungsfunktion
$G_H(f)$	Spektrum eines Rechteckimpulses
$G_I(f)$	Frequenzgang des Impulsformers
$G_M(f)$	Frequenzgang des Übertragungsmediums
$G_Ü(f)$	Frequenzgang eines Übertragers
H	Hilfstakt
i	Strom
I_N	Informationsmenge
$I_ü$	übertragene Nachrichtenmenge
$I_ü^{**}$	normierter Informationsfluß
j	komplexer Zeiger
J	Banderweiterungsfaktor

k	Anzahl der Kanäle eines Multiplexsystems
l	Leitungslänge
L	Löschtakt eines Flip-Flops
m	Verstärkung (oder Dämpfung)
MF	Monoflop
n	Zahl der Codesymbole eines Codewortes (Codewortlänge)
Np	Neper
N_o	Rauschleistungsdichte der Störung
N_I	Störleistung am Ausgang des Impulsformers
$N_{I,WR}$	Störleistung am Ausgang des Impulsformers bei Rauschen
N'_N	Störleistung am Ausgang des PCM-Systems
N_Q	Quantisierungsleistung, Verzerrungsleistung, (mittl. Geräuschleistung)
ω_m	Winkelgeschwindigkeit
p	(mittlere) Fehlerwahrscheinlichkeit
φ_o	Anfangsphase
φ_T	Phase des Taktsignals
φ_Z	Phase des Amplitudenregeneratorsignals
Q	Flip-Flop-Ausgang
Q_B	Störabstand (auf B_N bezogen)
Q_I	Störabstand am Ausgang des Impulsformers
Q'_N	Ausgangsstörabstand
Q_Q	Quantisierungsgeräuschabstand

r	dynamischer ohmscher Widerstand
R	Geräuschreduktionsfaktor
R	Ohmscher Widerstand
s	Zahl der Quantisierungsstufen, Nachrichtensymbole
S	Schalter
S	Setztakt für Flip-Flop
S_I	Signalleistung am Ausgang des Impulsformers
S'_N	Signalleistung am PCM-Ausgang
S_Q	(mittlere) Signalleistung
t	Zeit
T	Taktsignal
T_o	Periodendauer des Signals
T_A	zeitlicher Abstand zweier Abtastwerte
τ_A	Abtastzeitkonstante
T_g	(gesamte) Übertragungszeit
τ_H	Haltezeitkonstante
TP	Tiefpaß
T_{PDM}	Dauer eines pulsdauermodulierten Signals
T_S	Symboldauer des Sendesignals
T'_S	Symboldauer des zeitregenerierten Signals
$T_ü$	Übertragungszeit
T_Z	Symboldauer des amplitudenregenerierten Signals
U_o	Quantisierungsbereich

U_1, U_2	Grenzamplituden
u_A	Abtastsignal
u'_A	Abtastsignal am Ausgang
u_C	Codierersignal
u'_C	Decodierersignal
u_c	Kondensatorspannung
u_E	Entzerrersignal
u_h	Ablenkspannung
U_i	quantisierte Amplitude
u_I	Impulsformersignal
u_I^*	Ausgangssignal der Schaltung zur Gleichstromwiedergewinnung
u_K	Kompandersignal
u'_K	Expandersignal
u_M	Ausgangssignal des Übertragungsmediums
u_m	Multiplexersignal
u_N	Nachrichtensignal, Analogsignal
u'_N	Filterausgangssignal
U_o	Leerlaufspannung
u_{PDM}	pulsdauermoduliertes Signal
u_Q	quantisiertes Signal
U_{Ref}	Referenzspannung
u_S	Sendesignal

u_{SH}	Signal der Sample-and-Hold-Schaltung
u_T	Taktsignal
u_X	Regelgröße
u_Z	Ausgangssignal des Amplitudenregenerators
V	Verstärker
$V_{I,\,max}$	maximale Störamplitude
v_M	Störspannung
v_Q	Störsignal bei Quantisierung
Y	logische Variable
$\mathfrak{Z}$	komplexer Widerstand
ZD	Zenerdiode
Z_M	Wellenwiderstand des Übertragungsmediums

Sachregister

Ablenksystem, bei Codierröhre 123
Abtaster 106, 158
Abtastfrequenz 24 f
  theorem 24 f
  wert 20 ff, 85, 87
Abtastung 18, 30, 106 ff
Amplitudenauflösungsvermögen 89
  begrenzung 31 f
  modulation (AM) 14
  regenerator 41, 138 ff
  umtastung 52
Analog-Digital-Wandlung 110
Analogsignal 14
Aussteuerungsgrenze 45

Bandbegrenzung 18
Bandbegrenzungsfehler 18
Bandbreite 59
Banderweiterungsfaktor 91 ff
Basisbandübertragung 55, 127, 130 ff
Bewertungscodierer, nichtlinearer 115 ff
Bewertungsdecodierer, nichtlinearer 153 ff
Binärcode 50, 110
  gewöhnlicher- 110
  symmetrischer- 110
Binärzähler 112 f, 149
Bipolarcode 1. Ordnung 129
Bitrate 85
Blocksynchronisation 72 f
Bodediagramm 132
Bündelung 103 f

Code 46 ff, 49
  element 48 ff
  symbol 48 ff
  wort 49 f
Codemaske, bei Codierröhre 124
Codierer, technischer Aufbau 111 ff
  nichtlinearer Wägecodierer 115 ff
  mit Codierröhre 123 ff
  Zählcodierer 111 ff
Codiergeschwindigkeit 114
Codierröhre 124
Codierung 46 ff
Cosinus-Impuls 54
Cosinus-Quadrat-Impuls 54

Dämpfungsentzerrer 132 ff
Dämpfungskonstante 127
Dämpfungsverzerrung 128
Decodierer, technischer Aufbau 149 ff

nach Shannon 150 ff
nichtlinearer Bewertungsdecodierer 153 ff
Zählcodierer 149 f
Decodierung 72
Demultiplexbildung 157 ff
Differenzphasenumtastung 56
Digital-Analog-Wandlung 149
Doppelleitung, papierisolierte 126 f
Doppelweglgeichrichter 141
Dualcode 50, 110
Dynamik 45

Eigensynchronisation 140 ff
Empfangsfilter 58, 140 ff
Entzerrer 58, 131 ff
Dämpfungs- 131 ff
Echo- 136
für Signalrückgewinnungsfilter 155
Expanderkennlinie 39, 154
Expansion 38 ff

Fehlerintegral 69
Fehler, quadratischer 77
wahrscheinlichkeit, mittlere 70
Feldeffekttransistor 107
Fernspeisung 148
Fremdsynchronisation 140
Frequenzhub 55
multiplexverfahren 81
umtastung 55
Funktion, nicht periodische 21
periodische 21

Gabelschaltung 105
Gatter, ODER 121
UND 113
Gauß-Impuls 54
Geräuschabstand 36 ff, 88
leistung, mittlere 35
reduktionsfaktor 101
schwelle 101
Gewichtssatz 116, 153
Gleichstromwiedergewinnung 138, 146
Gray-Code 110, 125
Grenzamplituden 32 ff
störabstand 64 ff, 97

Halteglied 106, 156
Hinrichtung 105
Hohlleitung 126

Ideale Kennlinie 44
Integrierte Schaltung 148
Impuls 15
Impulsformen 54
Informationsfluß 91
normierter- 92
menge 87

Jitter 140
Jitterübertragungsfunktion 144

Kanalbandbreite 55, 90
konstante 92
störabstand 96
Kennfrequenz 55

Koaxialleitung 126
Kompanderkennlinie 41, 116
Kompandierung 38 ff, 117
Komparator 111
Kompressorkennlinie 38 ff
Kompressornetzwerk 114

Laufzeitglied 136
Leerlaufverstärkung 106
Leitung, Doppel- 126 f
  Koaxial- 126
  Hohl- 126

Mittenfrequenz 55
μ-Kennlinie 44
Multiplexbildung 157

Nachbarimpulsnebensprechen 131
Nachrichtenmenge 86 ff
  quelle 16
  senke 16
Nebensprechen 63
NRZ (Non Return to Zero)-signal 54
Nullinienwanderung 129, 137 f
Nyquist-Kriterium 29, 86, 89

Operationsverstärker 106

Parallelform eines Codes 114
Parallel-Serien-Wandler 114
Periodendauer 22
Phantomkreis 148
Phasenfehler 144 f
  geregelter Oszillator 142 f, 147
  komparator 142, 148
  konstante 128
Phasenumtastung 56
Phasenverzerrung 129
Preemphase 77
Probensatz 20
Puls 15
  amplitudenmodulation (PAM) 14, 26 f
  codemodulation (PCM) 15
  dauermodulation (PDM) 30
  phasenmodulation (PPM) 15, 29

Quantisierung 30 ff
Quantisierungsbereich 33 f
  fehler 33 f
  geräuschabstand 36 ff, 93
  intervall 42
  verzerrungen 34

Rauschbandbreite, äquivalente 59
Rauschen 59
Rauschleistungsdichte 69
Referenzphase 15
  signal 56
Referenzspannungsquelle 118, 154

Regerativverstärker 56 ff
Aufbau- 144 ff
Richtfunkverbindung 127
Richtungsweiche 105
Rückrichtung 105
RZ (Return to Zero)-Signal 52 f
RZ/NRZ-Wandler 116

Sample-and-Hold-Schaltung 106
Sampler 106
Satellitenverbindung 127
Schieberegister 112
Schmalbandpaßfilter 62
Schwellenspannung 60 f
störabstand 79
Schwellwert 68
Schwingkreis 141
Serienform eines Codes 114
Shannondecodierer 150 ff
Signal 13
fluß 91 f
funktion 13 f
leistung 35, 63, 93
regeneration 57 ff
rückgewinnung 26 f, 72 ff, 155 ff
umsetzung 52 ff
Signalumsetzer 129, 139
Sinusfunktion 20
Skineffekt 127
Speicher 118
Störabstand 64 ff, 78, 78, 94
leistung 35, 63, 69
minderung 99
Stromquelle 116
Stufenzahl 67, 89
Symbolfolgrfrequenz 85, 89
Synchronisationsspur 73
Synchronissierkombination 73
Synchronisierung 73

Taktaussiebung 140 ff
pause 143
versorgung 118, 158
Tastverhältnis 76
Ternärcode 129
Torschaltung 116
Transistor 118

Übertrager 137 f
Übertragungsfunktion 58
kanal 56 ff, 105, 125 ff
medien 126
qualität 77 ff
system 16, 105

VCO, voltage-controlled-oscillator 142, 148
Verzerrung 101
Vorzeichenbit 110

Wägecodierer, nichtlinearer 115 ff
Wägeschritt 116
Wertigkeit 67

Zählcodierer 111 f
decodierer 149
Zeitfunktion 13
gesetz 90
multiplexverfahren 80 ff,
157 ff
Zeitregenerator 140 ff

Einführung in die Nachrichtentechnik

---

v. Ammon/k. Tröndle
Mathematische Grundlagen der Codierung

J. Donnevert
Richtfunktechnik

W. Henne
Rauschkenngrößen der Antennen,
HF- und NF-Verstärker

H. Hildebrandt
Trägerfrequenztechnik

G. Käs
Radar und andere Funkortungsverfahren

K. Tröndle/R. Weiß
Einführung in die Puls-Code-Modulation
Grundlagen und Anwendung

E. Neuburger
Einführung in die Theorie des linearen Optimalfilters
(Kalmanfilter)

F. Nibler
Elektromagnetische Wellen
Ausbreitung und Abstrahlung

R. Reiner
Stabilisierung von Gleichspannungen und Gleichströmen
Prinzipien- Grundschaltungen- Dimensionierung- Bausteine

R. OLDENBOURG VERLAG MÜNCHEN WIEN

Elektronik in der Praxis

J.F. Bailey
Halbleiter - Bauelemente

F. Bergtold
Integrierte Schaltungen zum Steuern und Regeln

F. Bergtold
Umgang mit Operationsverstärkern

F. Bergtold
Schaltungen mit Operationsverstärkern
2 Teile

H. Vahldiek
Übertragungsfunktionen

H. Vahldiek
Aktive RC-Filter

G. Haubner
Elektronische Werkzeugmaschinensteuerungen

W. Lange
Digital-Analog-, Analog-Digital-Wandlung

R. Wessel
Einführung in die Steuerungs- und Leistungselektronik

R. OLDENBOURG VERLAG MÜNCHEN WIEN

Im Zeitalter der Kommunikation ist die ELEKTRISCHE NACHRICHTENTECHNIK eine vielschichtige Wissenschaft: Ihre rasche Entwicklung und Auffächerung zwingt Studenten, Fachleute und Spezialisten immer wieder, sich erneut mit sehr unterschiedlichen physikalischen Erscheinungen, mathematischen Hilfsmitteln, nachrichtentechnischen Theorien und ihren breiten oder sehr speziellen praktischen Anwendungen zu befassen.

EINFÜHRUNG IN DIE NACHRICHTENTECHNIK ist daher eine ebenso vielfältige Aufgabe. Dieser Vielfalt wollen unsere Autoren gerecht werden: Aus ihrer fachlichen und pädagogischen Erfahrung wollen sie in einer REIHE verschiedenartiger Darstellung verschiedener Schwierigkeitsgrade EINFÜHRUNG IN DIE NACHRICHTENTECHNIK vermitteln.

Einführung in die Nachrichtentechnik

R. OLDENBOURG MÜNCHEN WIEN

ISBN 3-486-39601-3